

NOSITEL  
VYZNAMENÁNÍ  
ZA BRANNOU  
VÝCHOVU  
I. A II. STUPNĚ



ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU  
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ  
ROČNÍK XXXV/1986 ●● ČÍSLO 3

V TOMTO SEŠITĚ

Nově a lépe i v RVHP ..... 81

### INTEGROVANÉ OBVODY ZEMÍ RVHP IV

Integrované obvody pro síťové  
zdroje a stabilizátory

IO pro varikapy, UL1520L	82
Ridici obvod pro spínací zdroje, UL1540N	83
Stabilizátor napětí 33 V, UL1550L, UL1550L	84
Stabilizátor napětí 33 V, TAA550	84
Stabilizátor napětí 33 V, 1PH01B	85
Diodové matice a stabilizátory napětí řady K142	85
Stabilizátory napětí K142EH1, EH2	86
Stabilizátory napětí +5 a +12 V, UL7505L, 7512L	87
Stabilizátory napětí +5 a +15 V, 1PH7805CP, 15CP	91
Stabilizátory napětí -5 a -15 V, 1PH7905CP, 15CP	92
Přesný stabilizátor napětí, UL7523N	93
Přesné stabilizátory napětí řady 1PH723	94

Nizkofrekvenční zesilovače

Nf zesilovač UL1495N, UL1496K až UL1498K, UL1496R až UL1498R	95
Nf zesilovač UL46481P, 6481T	96
Nf zesilovač TBA790, 790K, 790T	97
Nf zesilovač řady TBA810	98
Nf zesilovač TCA150T	100
Nf zesilovač A2030H, 2030V	101

IO s několika funkcemi

Záznamový a snímací IO, A202D	106
Rozdílový zesilovač $\mu$ A733PC	112
Stabilizátor rychlosti otáčení motorků, UL1901M, UL1901KI, UL1901KII	113

Srovnávací tabulka  
integrováných  
obvodů

117

### AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelském NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klabal, Reakční radu řídí ing. J. T. Hyan. Redaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs, Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kalkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23. Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 10. 6. 1986.  
© Vydavatelství NAŠE VOJSKO.

# NOVĚ A LÉPE I V RVHP

Strategie urychlení vědeckotechnického pokroku vyžaduje kromě jiného rozvíjet vědeckotechnický potenciál a koncentrovat jej na rozhodující směry a úkoly. Protože je každému jasné, že malé země, jako je naše, nemohou v žádném případě pokrýt všechny potřeby vědeckotechnického pokroku vlastními silami, je nezbytností mezinárodní spolupráce. Jak ukázalo jednání XVII. sjezdu KSC, je nutné prohloubit vědeckotechnickou spolupráci a integraci se zeměmi socialistického společenství a zejména se Sovětským svazem, aktivně se účastnit uskutečňování Komplexního programu vědeckotechnického pokroku členských zemí RVHP do roku 2000, dvoustranných programů dlouhodobé hospodářské a vědeckotechnické spolupráce, především se Sovětským svazem.

Nové úkoly Rady vzájemné hospodářské pomoci jasně nastínil generální tajemník ÚV KSSS Michail Gorbačov ve svém vystoupení na XI. sjezdu SED v Berlíně: „Myslím, že všichni pocítujeme, že socialistické země vstupují nyní do období, kdy se spolupráce mezi nimi musí pozvednout na vyšší úroveň. A to nikoli o jeden nebo dva dílky na stupnici, nýbrž, jak říkají matematici, řádově.“

Za čtyři poválečná desetiletí uskutečnily bratrské země, které šly neprokletými cestami, hluboké sociálně ekonomické přeměny. V těchto zemích byl vybudován moderní průmysl, vrostly kádry, vytvořila a upevnila se socialistická státnost, komunistické a dělnické strany, vyspěly a získaly zkušenosti z řízení společnosti. Upevnily se mezinárodní pozice socialistických zemí.

To vše rozšiřuje možnosti internacionální spolupráce socialistických zemí a umožňuje přistupovat nově k otázkám rozvoje jejich vzájemných vztahů. Jak prozřívavě konstatoval B. Engels, internacionální svazek může existovat jenom mezi národy, jejichž existence, autonomie a nezávislost ve vnitřních záležitostech je proto zahrnuta už v samém pojmu internacionalismus.

Domníváme se, že zvláštní pozornost je nutno věnovat hospodářským vztahům. V předešlých letech zde byly položeny spolehlivé a pevné základy. Nemale zkušenosti z integrační práce byly získány v Radě vzájemné hospodářské pomoci. Dnes by se však otázka měla formulovat takto: odpovídají úroveň a formy spolupráce novým úkolům, které my všichni máme v nynější etapě? Využívá se všech možností součinnosti bratrských zemí k urychlení našeho rozvoje a k zajištění ekonomické nezávislosti před kapitalistickým trhem? Domníváme se, že budete souhlasit že se těchto možností nevyužívá a že našim společným zájmem je tuto situaci napravit.

Nejdůležitější úkol nynější etapy hospodářské spolupráce již určilo vedení bratrských stran, a států. Je to vědeckotechnický pokrok a výrobní kooperace, především ve strojírenství. Komplexní program vědeckotechnického pokroku členských zemí RVHP do roku 2000 je kvalitní dokument, který sleduje dosažení nejvyšších cílů podle světových měřítek, k jeho realizaci však bude zapotřebí obrovského úsilí.

Hlavní je široký rozvoj přímých styků mezi vědeckými organizacemi, podniky a sdruženími, vytvoření společných firem a řešení řady právních a finančních pro-

blémů. V podstatě jde o nový hospodářský mechanismus naší spolupráce. Zde bude nutno odvážně experimentovat, překonávat byrokratické a resortní bariéry, zastaralé stereotypy myšlení a podceňování důležitosti a efektivnosti spolupráce některými hospodářskými pracovníky. To vše pochopitelně se závaznou podmínkou vzájemné výhodnosti a respektování zájmů všech jejich účastníků. Významné zdokonalení vyžaduje i práce RVHP. Bylo by třeba osvobodit tuto organizaci od operativních funkcí, které jí nepřísluší, a soustředit její pozornost na důležité, strategické problémy ekonomické integrace a na mezinárodní regulování tohoto procesu.

Nejsou to ovšem jednoduché otázky. Ale je nutné a možné je vyřešit, protože to odpovídá naléhavým zájmům každé bratrské země a nás všech společně. Zde je nezbytná politická vůle. Takovou vůli, jak o tom svědčí poslední setkání a rozhovory vedoucích představitelů zemí socialistického společenství, všichni máme.

Zcela v intencích uvedených faktů a požadavků probíhala i jednání předsedy rady ministrů Polské lidové republiky Zbigniewa Messnera v dubnu v Československu. Úspěšně byly dokončeny práce spojené s koordinací plánů obou zemí do roku 1990, byla uzavřena dlouhodobá obchodní dohoda mezi oběma zeměmi a předběžně se hovořilo i o Dlouhodobém programu hospodářské a vědeckotechnické spolupráce mezi ČSSR a PLR, který má platit do roku 2000. Pokud jde o elektroniku, bude v nejbližší době podepsána dohoda o spolupráci v oblasti elektroniky, připravuje se podepsání dohod o spolupráci v oblasti komplexní automatizace a robotizace výrobních procesů. Byl podepsán i plán vědeckotechnické spolupráce mezi oběma zeměmi na léta 1986 až 1990, v jehož rámci budou uskutečněny práce na společném řešení vědeckotechnických problémů v oblastech rozhodujících z hlediska dalšího ekonomického rozvoje jako je např. energetika, zejména jaderná, jakož i racionalizace využití paliv a energie, biotechnologie, elektronizace, automatizace a robotizace výrobních procesů a ochrana životního prostředí. Ve vybraných oblastech bude tato spolupráce realizována v plném vývojovém cyklu. Zajímavá a nová je i ta pasáž dohody, která zdůrazňuje potřebu zavádět nové organizační formy v oblasti vědeckotechnické spolupráce, zahrnující vytváření společných výzkumných týmů, laboratoří, konstrukčních kanceláří a jiných pracovišť, a též rozšíření rozsahu přímé spolupráce sdružení, průmyslových podniků a závodů a vědeckovýzkumných pracovišť.

Nezbytnost nového přístupu k mezinárodní spolupráci zemí RVHP vyplývá nakonec i z obsahu tohoto čísla Rady B – jistě neujde pozornosti čtenářů, že prakticky shodně integrované obvody se vyrábějí vždy nejméně ve třech zemích RVHP. To v praxi znamená, že se výrobní kapacity (a nejen výrobní kapacity) nejméně ve třech zemích vyčerpávají na zcela shodné výrobky (např. integrované nf zesilovače, stabilizátory pro ladicí napětí pro tunery apod.), zatímco jsou samozřejmě velmi potřebné i výrobky, které se nevyrábějí

(alespoň prozatím) v žádné ze zemí RVHP. Tady by koordinace plánů výroby byla požadována a přinesla by svoje ovoce v širším sortimentu, ve větších výrobních sériích a konečně i v menších nákladech na výzkum, vývoj a konečně i výrobu.

Pokud jde o zájmovou činnost v elektronice, bylo by přece jedno, kdyby ten či

onen výrobek byl tuzemské či zahraniční výroby – to platí jak o součástkách, tak o finálních výrobcích. Podstatný by byl širší sortiment, modernější součástky a především jejich dostatek. Bez specializace a kooperace to dnes již možné skutečně není, ani v profesionální, ani v zájmové elektronice. I v tomto směru

plně platí slova M. Gorbačova o novém hospodářském mechanismu spolupráce zemí RVHP, o překonávání byrokratických a jiných bariér. Doufejme, že realizace jím navržených nových přístupů na sebe nedá dlouho čekat.

L. K.

# INTEGROVANÉ OBVODY ZEMÍ RVHP — IV —

Vítězslav Stříž

## INTEGROVANÉ OBVODY PRO SÍŤOVÉ ZDROJE A STABILIZÁTORY

### Integrovaný obvod pro napájecí zdroje varikapů, UL1520L

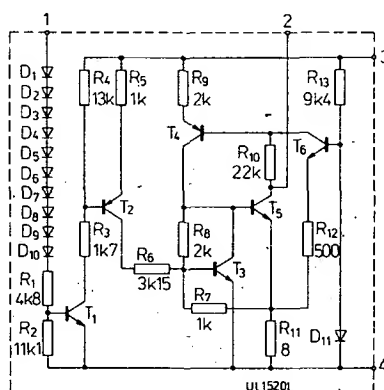
Bipolární integrovaný obvod UL1520L je monolitický obvod, který je určen pro použití v měničích zdrojích pro napájení varikapů v přenosných rozhlasových přijímačích napájených z baterií. Vnitřní elektrické zapojení obvodu je na obr. 1. Součástka je v kovovém pouzdru CE25 (obdobu TO-72) se čtyřmi drátovými vývody ve skleněné průchodce. Ekvivalentním výrobkem po stránce elektrické je Intermetall TCA720, vnější provedení je však odlišné.

**Funkce jednotlivých vývodů:** 1 – vstup, 2 – výstup, 3 – napájení, 4 – zemnicí bod.

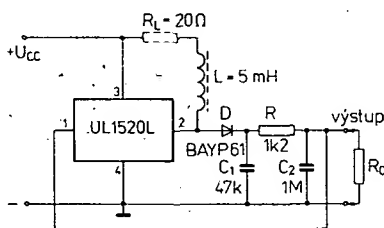
**Funkce obvodu:** Tranzistory  $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_5$  a  $T_6$  spolu s cívkou připojenou k vývodům 2 a 3 tvoří obvod blokovacího generátoru, který vytváří impulsy s amplitudou značně převyšující napájecí napětí. Tranzistor  $T_6$  pracuje jako proudový zdroj řídicí tranzistor  $T_4$ . Proud dodávaný zdrojem závisí na stavu vodivosti klíčovacího tranzistoru  $T_5$ . Tranzistor  $T_4$  realizuje kladnou zpětnou vazbu. Tranzistory  $T_4$  a  $T_5$  (p-n-p a n-p-n) jsou zapojeny do obvodu, který simuluje funkci tyristoru.

Dynamickou zátěž báze tranzistoru  $T_5$  tvoří tranzistor  $T_3$ , řízený regulačním obvodem výstupního napětí, který stabilizuje výstupní napětí měniče a činí je nezávislé na změnách teploty. Řídicí obvod výstupního napětí měniče tvoří tranzistory  $T_1$ ,  $T_2$  a diodový řetěz  $D_1$  až  $D_{10}$ . Tento diodový řetěz tvoří teplotně kompenzovaný zdroj referenčního napětí.

Na přechodech p-n diod  $D_1$  až  $D_4$  se záporným předpětím je napětí 6 až 7 V, které závisí jen v malé míře na jimi protékajícím proudem. Diody  $D_5$  až  $D_{10}$  mají kladné předpětí a na každé z nich je napětí 0,6 V. Teplotně je zdroj referenčního napětí kompenzován sériově zapojenými diodami  $D_1$  až  $D_4$  (se záporným předpětím a kladným teplotním součinitelem změn průřezného napětí) a diodami  $D_5$  až  $D_{10}$  (s předpětím ve vodivém směru se záporným teplotním součinitelem změn napětí v propustném směru).



Obr. 1. Vnitřní elektrické zapojení integrovaného obvodu UL1520L



Obr. 2. Zapojení měniče napětí s obvodem UL1520L pro napájení varikapů v rozhlasových přijímačích napájených z baterií

Změny výstupního napětí způsobují změny proudu kolektoru tranzistoru  $T_1$  – výsledkem je změna proudu tranzistoru  $T_2$ . Tento tranzistor vybudí  $T_3$ , který tvoří aktivní zátěž báze tranzistoru  $T_5$ .

Pracovní kmitočet blokovacího generátoru je dán indukčností cívky  $L$  a napájecím napětím  $U_{CC}$ .

### Doporučené zapojení

Integrovaný obvod UL1520L je konstruován speciálně pro použití v měničích napětí pro napájení varikapů v přenosných rozhlasových přijímačích napájených z baterií. Doporučené zapojení měniče napětí pro tento účel s obvodem UL1520L je na obr. 2. V okamžiku, kdy vede tranzistor  $T_5$  (viz vnitřní elektrické zapojení), přivádí se na cívku téměř plné vstupní napětí  $U_{CC}$ . Proud cívkou se zvětšuje až do okamžiku, kdy tranzistor  $T_5$  přejde do nevodivého stavu. V době, kdy  $T_5$  plně vede, je proud do zátěže dodáván přes kondenzátor  $C_2$ . Na diodě  $D$  je v této době záporné napětí. Uzavření klíčovacího tranzistoru  $T_5$  nepřerušuje průtok proudu cívkou  $L$ , způsobí pouze jeho postupné zmenšování svázané s přenosem energie magnetického pole především do kondenzátoru  $C_1$ . V okamžiku, kdy se proud cívkou  $L$  začne zmenšovat, vzniká na ní napětí úměrné  $L(dI/dt)$ . Napětí na cívce  $L$  se přičítá ke vstupnímu napětí, což způsobí na vývodu 2 impuls s amplitudou, která značně převyšuje napájecí napětí. Jakmile se napětí na cívce  $L$  (v důsledku

### Elektrické údaje UL1520L

Mezní údaje	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = \text{max. } 20 \text{ V.}$
Rozsah pracovních teplot okolí:	$\vartheta_a = -25 \text{ až } +70 \text{ }^\circ\text{C.}$
Rozsah skladovacích teplot:	$\vartheta_{\text{stg}} = -40 \text{ až } +125 \text{ }^\circ\text{C.}$
Charakteristické údaje	
( $\vartheta_a = 25 \text{ }^\circ\text{C.}, L = 5 \text{ mH}, R_L = 20 \text{ } \Omega$ )	
Výstupní napětí při $I_o = 1 \text{ mA}$ :	$U_{OZ} = 30 \text{ až } 35 \text{ V.}$
Napájecí napětí při $I_o = 1 \text{ mA}$ :	$U_{CC} = 4,5 \text{ až } 18 \text{ V.}$
Změna výstupního napětí se změnou napájecího napětí	
$U_{CC} = 4,5 - 9 \text{ V}, I_o = 1 \text{ mA}$ :	$\Delta U_{OZ}/U_{OZ} = 6 \cdot 10^{-4}$
$U_{CC} = 9 - 18 \text{ V}, I_o = 1 \text{ mA}$ :	$\Delta U_{OZ}/U_{OZ} = 6 \cdot 10^{-4}$
Teplotní součinitel změny výstupního napětí	
$U_{CC} = 9 \text{ V}, I_o = 1 \text{ mA}$ :	$\Delta U_{OZ}/(U_{OZ} \Delta \vartheta) = -8 \text{ až } +8 \cdot 10^{-5} \text{ }^\circ\text{C.}^{-1}$
Napájecí proud	
$U_{CC} = 4,5 \text{ V}, I_o = 1 \text{ mA}$ :	$I_{CC} = 14 \text{ mA.}$
$U_{CC} = 9 \text{ V}, I_o = 1 \text{ mA}$ :	$I_{CC} = 9 \text{ mA.}$
$U_{CC} = 18 \text{ V}, I_o = 1 \text{ mA}$ :	$I_{CC} = 7,5 \text{ mA.}$
Pracovní kmitočet, $U_{CC} = 9 \text{ V}$ :	$f = 100 \text{ kHz.}$

přenosu energie) zmenší, tranzistor  $T_4$  přejde do plně vodivého stavu, který způsobí nasytění  $T_5$  a celý pracovní cyklus se obnoví.

Je-li na diodě  $D$  záporné napětí, kondenzátor  $C_1$  přenáší energii do kondenzátoru  $C_2$  („přebíjení“) při současném doplnění ztracené energie, způsobené vybitím kondenzátoru  $C_2$  přes zátěž. Teplotně kompenzovaný řídicí obvod výstupního napětí reaguje na kolísání výstupního napětí prostřednictvím tranzistoru  $T_3$  změnou kmitočtu generovaných impulsů a změnou jejich šířky.

### Řídicí obvod pro spínací stabilizované zdroje, UL1540N

Integrovaný obvod UL1540N je řídicí obvod pro síťové zdroje spínacího typu, používané v barevných a černobílých tele-

vizních přijímačích. Mimo stabilizační obvody budičů a výstupního napětí sdružuje integrovaný obvod tyto funkce: generátor pevného kmitočtu s vnějšími časovacími členy, vnější zapínání a vypínání zdroje pomocí dálkového ovládání, nadproudovou ochranu, přepětovou ochranu, pomalý náběh měniče, ochranu při malém napájecím napětí, ochranu proti rušení regulační smyčkou, optimální volbu synchronizace. Funkční blokové zapojení obvodu UL1540N je na obr. 3. Součástka je v plastickém pouzdru CE71 s dvakrát osmi vývody. Integrovaný obvod UL1540N je přímým ekvivalentem obvodu TDA2640 výrobce Philips, Mullard, Valvo.

**Funkce jednotlivých vývodů:** 01 – kladné napájecí napětí  $U_{CC}$ , 02 – vstup synchronizačních impulsů, 03 – připoj kondenzátoru časovacího obvodu oscilátoru, 04 – připoj časovacího kondenzátoru a re-

zistoru oscilátoru, 05 – připoj rezistoru časovacího obvodu oscilátoru, 06 – výstup (k budičům tranzistoru), 07 – vnější rezistor k nastavení činitele plnění impulsů, 08 – vstup přepětové ochrany (účinný pro napětí min. 6,2 V), 09 – vstup referenčního obvodu, 10 – vstup zpětnovazebního napětí, 11 – vstup nadproudové ochrany (emitor, vstup je účinný při napětí min. 0,7 V), 12 – vstup nadproudové ochrany (báze), 13 – řídicí obvod  $C/R$  pomalého startu, nastavení doby zapnutí a vypnutí, 14 – vstup dálkového ovládání (účinný při proudu asi 0,1 mA), 15 – připoj kondenzátoru čítače obnoveného startu, 16 – záporný pól napájecího zdroje (zemní potenciál).

K vysvětlení funkce integrovaného obvodu UL1540N použijeme funkční blokové zapojení na obr. 3. Shodně s tímto zapojením musí obvod splňovat přidavné funkce: vymezit přepínací kmitočet pomocí vnějších součástek  $C_3$  a  $R_3$ , zajistit funkci při napětovém přetížení, přepětí a proudové přetížení, vytvořit podmínky pro pomalý náběh práce (start) měniče, zajistit funkci před zánikem napájecího napětí.

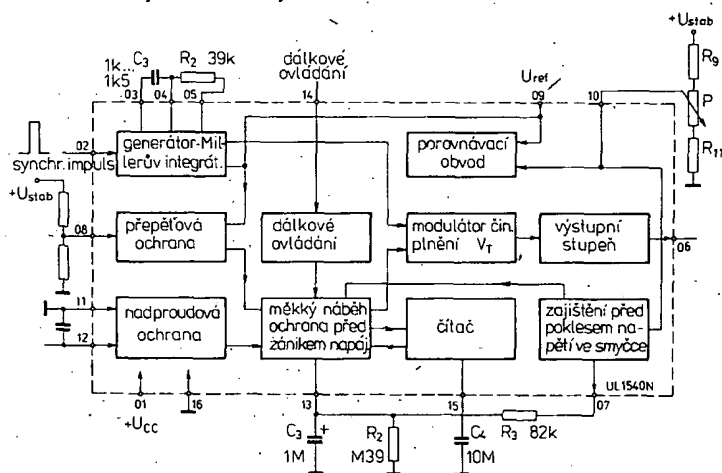
Generátor impulsů pracuje v zapojení Millerova integrátoru. Kmitočet generátoru se nastavuje výběrem vnějších součástek – kondenzátoru  $C_3$  a rezistoru  $R_3$ . Generátor může být synchronizován vnějšími kladnými impulsy, přivedenými na vývod 02. Kmitočet synchronizačních impulsů musí být nižší než pracovní kmitočet generátoru s vlastním buzením. Provozuje-li se generátor s vlastním buzením, musí se spojit vývod 02 se zemním potenciálem.

Pomocí odporového děliče, připojeného k vývodu 10, se přivádí napětí na jeden vstup komparátoru. Jestliže toto napětí překročí předepsanou velikost, začne pracovat obvod napětové ochrany. Mezi nasazení napětové ochrany určuje referenční napětí  $U_{ref} = 6,2$  V, stabilizované vnější Zenerovou diodou, připojenou k vývodu 09. Výsledkem funkce tohoto obvodu je přerušení chodu měniče na určitou dobu, následné obnovení chodu měniče zajišťuje obvod pomalého startu.

Signály s rychlým růstem nepřipustně velkého proudu výkonového tranzistoru, řízeného bezprostředně z transformátoru měniče, se přivádějí na vývod 12 a způsobují chvilkové vypínání chodu měniče (integrovaného obvodu UL1540N). Mechanismus funkce závisí na uvádění tranzistoru ve vnitřní struktuře integrovaného obvodu do vodivého stavu. Ten způsobuje přerušování chodu měniče. Zpětný návrat do běžných pracovních podmínek zajišťuje obvod pomalého startu.

V provozu se musejí rozlišovat dva provozní stavy od okamžiku zapnutí napájení měniče, tj. stav „tvrdého“ a „měkkého“ startu. Obvod tvrdého startu se charakterizuje velkým činitelem plnění impulsů, řídicích výkonové stupně měniče. Použije-li se tento druh náběhu měniče, mohou se značně přetížít řídicí tranzistory, což v podstatě zmenšuje spolehlivost jejich funkce. Naproti tomu při měkkém startu se činitel plnění impulsů zvětšuje lineárně na velikost, která je potřebná pro trvalé zatížení. Tento druh způsobu náběhu měniče lze realizovat integrovaným obvodem UL1540N, který pracuje spolehlivě bez možnosti zničení tranzistorů v koncovém stupni.

Obvod zabezpečující funkci měniče před zánikem napájecího napětí zajišťuje



Obr. 3. Funkční blokové zapojení integrovaného obvodu UL1540N

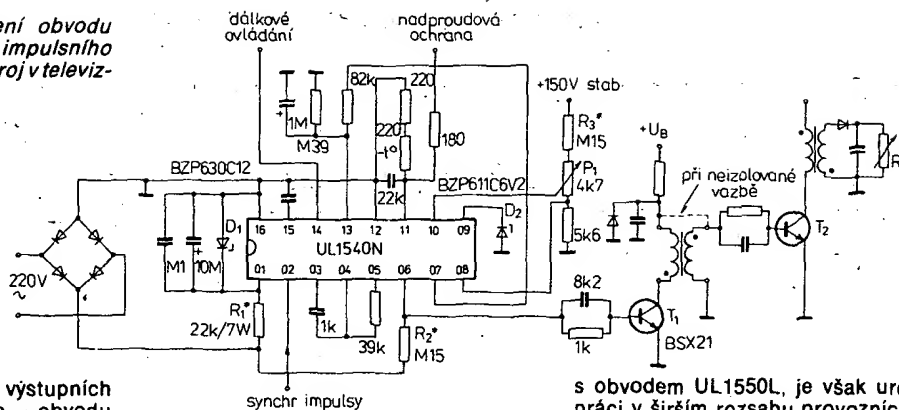
#### Elektrické údaje UL1540N

Mezní údaje	
Napájecí napětí (vývod 01):	$U_{CC}(U_1) = 10,2$ až $13,8$ V.
Vnější referenční napětí (vývod 09):	$U_{ref} = 5,6$ až $6,6$ V.
Výstupní proud impulsní (vývod 06):	$I_{OM} = 20$ mA.
Napětí synchronizačních impulsů, mezivrcholová hodnota:	$U_{2\text{ M/M}} = 1$ až $10$ V.
Ztrátový výkon celkový:	$P_{tot} = 145$ mW.
Rozsah pracovních teplot okolí:	$\vartheta_a = 0$ až $+70$ °C.
Rozsah skladovacích teplot:	$\vartheta_{sig} = -40$ až $+125$ °C.
Charakteristické údaje	
$(\vartheta_a = 25$ °C, $U_{CC\ 1/16} = 12$ V)	
Přiklon proudu při činiteli plnění impulsů $V_T = 50$ %:	$I_1(U_{CC}) = \text{jmen. } 8,5$ až $12$ mA.
Napětí synchronizačních impulsů, mezivrcholová hodnota:	$U_{2/16\text{ M/M}} = 1$ až $10$ V.
Pracovní napětí dálkového ovládání účinné při:	$U_{14/16} = 0$ až $3$ V.
neúčinné při 1):	$U_{14/16} = 5$ až $12$ V.
Prahové napětí nadproudové ochrany:	$U_{12/11} = 660$ až $760$ mV.
Výstupní napětí, mezivrcholová hodnota <sup>2)</sup> :	$U_{6/16\text{ M/M}} \approx 11,5$ V.
Výstupní proud vrcholový:	$I_{6M} \approx 20$ mA.
Referenční napětí z vnější Zenerovy diody:	$U_{ref\ 9/16} = 6,2$ V.
*Součinitel plnění výstupních impulsů $V_T = (t/T) \cdot 100$ % <sup>3)</sup> při $U_{10/16} = 0$ až $7,5$ V:	$V_T = 20$ až $85$ %.
Saturační napětí výstupního tranzistoru, $I = 20$ mA:	$U_{CE\ sat} \approx 400$ mV.

Pozn.:

- 1) Nebo při nepřipojeném vývodu 14.
- 2) Maximální výstupní napětí na vývodu 06 je při napětí přibližně  $U_{CC\ 1/16}$  (vývod 01) omezeno vnitřní diodou.
- 3)  $T$  – vzdálenost impulsů,  $t$  – šířka impulsu.

Obr. 4. Doporučené zapojení obvodu UL1540N v obvodu pro řízení impulsního měniče napětí pro napájecí zdroj v televizních přijímačích



příslušnou velikost amplitudy výstupních impulsů z integrovaného obvodu UL1540N pro řízení následujících diskretních výkonových tranzistorů. K tomu slouží přídavné vnitřní proudové zdroje, jejichž úkolem je udržet potřebný napěťový rozdíl mezi vývody 13 a 16.

K objasnění funkce zbyvajících funkčních skupin integrovaného obvodu UL1540N lze ještě připomenout obvod čítače poruch v provozu měniče, které se sčítají nebo převádějí na napětí, přiváděné na kondenzátor C4. Při velkém počtu poruch se napětí na kondenzátoru C4 zvětšuje až do okamžiku, kdy signál z čítače zastaví přes funkční skupinu náběhu chod měniče (až do okamžiku vybití kondenzátoru C4). Výstupní napětí se reguluje potenciometrem P1, odporového děliče, z něhož se odebrává příslušné napětí a přivádí na vývod 10 integrovaného obvodu. Činnost ostatních funkčních celků je běžná a nepotřebuje dalšího vysvětlování.

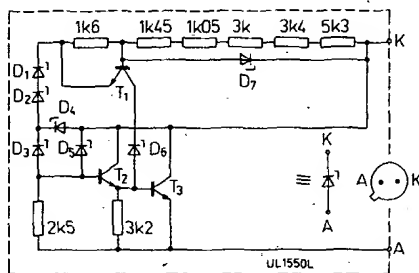
#### Doporučené zapojení

Integrovaný obvod UL1540N se může v podstatě použít ve dvou základních zapojeních napájecích zdrojů – s přímou (galvanickou) vazbou a „izolovanou“ vazbou vstupního a výstupního obvodu. Doporučené zapojení na obr. 4 lze použít pro řízení obou typů zdrojů. Druh vazby se volí podle potřeby až za budícím tranzistorem T1, kde lze použít vazební člen R, C pro přímou (neizolovanou) vazbu, nebo oddělovací transformátor T2 pro izolovanou vazbu vstupních a výstupních obvodů (a tím izolace napájecí sítě od napájeného zařízení). Odpory rezistorů R1, R2 a R3 se musí při jiných napájecích napětích příslušně změnit. Vývod 11 nadproudové ochrany pracuje tak, že se při zmenšení napětí zvětšuje proud.

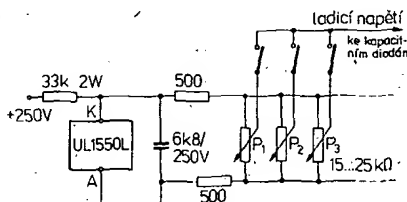
#### Integrovaný stabilizátor napětí 33 V, UL1550L, ULA1550L

Integrovaný obvod UL1550L je analogový obvod s velmi krátkou dobou tepelného náběhu, který slouží jako stabilizátor konstantního, teplotně kompenzovaného stejnosměrného napětí, určeného pro napájení kapacitních diod v elektronicky laděných kanálových voličích v televizních a rozhlasových přijímačích. Vnitřní elektrické zapojení obvodu je na obr. 5. Součástí je v kovovém pouzdru CE12 se dvěma drátovými vývody ve skleněné průchodce. Obvod UL1550L je podobný svou činností obvodu TAA550 řady západoevropských výrobců.

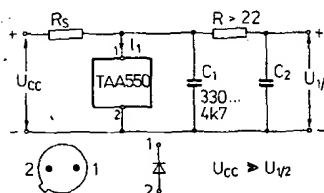
Integrovaný obvod ULA1550L má elektrické a mechanické vlastnosti shodné



Obr. 5. Vnitřní elektrické zapojení integrovaného obvodu UL1550L, ULA1550L



Obr. 6. Doporučené zapojení obvodu UL1550L, ULA1550L ve stabilizátoru napětí pro napájení elektronicky laděných kanálových voličů



Obr. 7. Doporučené zapojení integrovaného obvodu TAA550 ve stabilizátoru napětí pro napájení kapacitních diod

Elektrické údaje UL1550L, ULA1550L

Mezní údaje	
Zenerův proud:	$I_Z = 15 \text{ mA}$
Rozsah pracovních teplot okolí	
UL1550L:	$\theta_a = -25 \text{ až } +70 \text{ }^\circ\text{C}$
ULA1550L:	$\theta_a = -40 \text{ až } +125 \text{ }^\circ\text{C}$
Rozsah skladovacích teplot:	$\theta_{stg} = -40 \text{ až } +125 \text{ }^\circ\text{C}$
Charakteristické údaje ( $\theta_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ )	
Stabilizované napětí při $I_Z = 5 \text{ mA}$ :	$U_Z = 31, \text{ až } 35 \text{ V}$
typ I:	$U_Z = 31 \text{ až } 32,2 \text{ V}$
typ II:	$U_Z = 31,8 \text{ až } 34,2 \text{ V}$
typ III:	$U_Z = 33,8 \text{ až } 35 \text{ V}$
Dynamický odpor,	$r_Z = \text{jmen. } 12; \leq 25 \Omega$
$I_Z = 5 \text{ mA}, f = 1 \text{ kHz}$ :	
Teplotní součinitel stabilizovaného napětí při $I_Z = 5 \text{ mA}$	
UL1550L ( $10 \text{ }^\circ\text{C} \leq \theta_a \leq 50 \text{ }^\circ\text{C}$ ):	$TK_{U_Z} \cdot 10^{-4} = -1 \text{ až } +0,5 \text{ K}^{-1}$
ULA1550L ( $0 \text{ }^\circ\text{C} \leq \theta_a \leq 70 \text{ }^\circ\text{C}$ ):	$TK_{U_Z} \cdot 10^{-4} = -1 \text{ až } +0,5 \text{ K}^{-1}$

s obvodem UL1550L, je však určen pro práci v širším rozsahu provozních teplot okolí,  $-40 \text{ až } +125 \text{ }^\circ\text{C}$ . Proto je výhodný pro zařízení v průmyslové elektronice.

#### Doporučené zapojení

Typické zapojení integrovaného obvodu UL1550L ve stabilizačním obvodu pro napájení kapacitních diod je na obr. 6. Na výstupu stabilizátoru je připojena řada potenciometrů, z jejichž běžců se odebrává napětí pro pevnou předvolbu přijímané stanice (nastavení potřebné kapacity kapacitních diod). K ladění se využívá nastavitelné napětí v rozsahu 1,5 až 28V, které se přivádí na spínací tlačítka voliče a odtud přímo na laděný obvod s kapacitní diodou.

#### Stabilizátor napětí 33 V, TAA550

Integrovaný obvod TAA550 výrobce Tungsram je stabilizátor napětí s malým tepelným součinitelem a malým rozdílovým vnitřním odporem, určený především pro napěťové zdroje k napájení kapacitních diod v rozhlasových a televizních přijímačích. Jeho výstupní napětí je nezávislé na kolísání síťového napájecího napětí a na pracovní teplotě. Stabilizátor se může použít též jako referenční zdroj napětí pro všeobecné účely. Součástí je v kovovém pouzdru TO-18 se dvěma drátovými vývody ve skleněné průchodce. Vývod anody je blíže vodicímu výstupku na patici. Zapojení vývodů: 1 – katoda, spojená s pouzdrzem, 2 – anoda.

#### Doporučené zapojení

Příklad doporučeného zapojení integrovaného obvodu TAA550 v napájecím zdroji je na obr. 7. Vstupní napájecí napětí

Mezní údaje	
Pracovní proud:	$I_1 = 15 \text{ mA}$ .
Teplotní odpor přechod-okolí:	$R_{thja} = 500 \text{ K/W}$ .
Teplotní odpor přechod-pouzdro:	$R_{thjc} \approx 150 \text{ K/W}$ .
Rozsah provozních teplot okolí:	$\vartheta_a = -20 \text{ až } +150 \text{ }^\circ\text{C}$ .
Rozsah skladovacích teplot:	$\vartheta_{stg} = -20 \text{ až } +150 \text{ }^\circ\text{C}$ .
Charakteristické údaje ( $\vartheta_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ )	
Doporučený pracovní proud:	$I_1 = \text{jmen. } 5, \geq 2 \text{ mA}$ .
Stabilizované napětí při $I_1 = 5 \text{ mA}$	
TAA550:	$U_{1/2} = 30 \text{ až } 36 \text{ V}$ .
TAA550A:	$U_{1/2} = 30 \text{ až } 32 \text{ V}$ .
TAA550B:	$U_{1/2} = 32 \text{ až } 34 \text{ V}$ .
TAA550C:	$U_{1/2} = 34 \text{ až } 36 \text{ V}$ .
Dynamický vnitřní odpor,	
$I_1 = 5 \text{ mA}, f = 1 \text{ kHz}$ :	$r_{1/2} = \text{jmen. } 10, \leq 25 \Omega$ .
Teplotní součinitel stabilizovaného napětí	
$I_1 = 5 \text{ mA}, \vartheta_a = 0 \text{ až } 50 \text{ }^\circ\text{C}$ :	$\Delta U_{1/2} / \Delta \vartheta_a = -3,1 \text{ až } +1,55 \text{ mV/K}$ .

Elektrické údaje TAA550 výroby IPRS

Mezní údaje	
Stabilizovaný proud:	$I_1 = 19 \text{ mA}$ .
Stabilizovaný proud minimální:	$I_1 = 2 \text{ mA}$ .
Zatěžovací proud vrcholový:	$I_{1M} = 150 \text{ mA}$ .
Ztrátový výkon celkový:	$P_{tot} = 350 \text{ mW}$ .
Teplota přechodu:	$\vartheta_1 = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ .
Rozsah provozních teplot okolí:	$\vartheta_a = 0 \text{ až } +70 \text{ }^\circ\text{C}$ .
Rozsah skladovacích teplot:	$\vartheta_{stg} = -25 \text{ až } +125 \text{ }^\circ\text{C}$ .
Teplotní odpor přechod-okolí:	$R_{thja} = 400 \text{ K/W}$ .
Teplotní odpor přechod-pouzdro:	$R_{thjc} = 150 \text{ K/W}$ .
Charakteristické údaje ( $\vartheta_a = +25 \text{ }^\circ\text{C}$ )	
Stabilizované napětí, $I_2 = 5 \text{ mA}$ :	$U_z = \text{jmen. } 32; 30 \text{ až } 35 \text{ V}$ .
Dynamický odpor, $I_2 = 5 \text{ mA}$ :	$r_z = \text{jmen. } 12; \leq 25 \Omega$ .
Teplotní součinitel stabilizovaného napětí	
$I_2 = 5 \text{ mA}$ :	$TK_{Uz} = -10 \text{ až } +5,10^3 \text{ } \%/K$ .
Proud v závěrném směru, $U_R = 24 \text{ V}$ :	$I_R = \leq 0,2 \text{ mA}$ .
Napětí v propustném směru, $I_F = 100 \text{ mA}$ :	$U_F = \leq 1 \text{ V}$ .
Součinitel stabilizovaného napětí při dlouhodobém provozu	
$t = 100 \text{ h}$ :	$\Delta U_z = \pm 50 \text{ mV}$ .

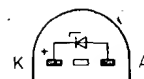
$U_{cc}$  zdroje musí být podstatně větší než výstupní stabilizované napětí  $U_{1/2}$ . Kondenzátor  $C_2$  na výstupu stabilizátoru se použije tehdy, požadujeme-li potlačení nízkofrekvenčního šumu. V praxi postačí kapacita  $10 \mu\text{F}$ . Dovolenný proud  $I_1$  závisí na použitém chlazení. Při teplotě okolí  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  a tepelném odporu  $R_{thja} = 500 \text{ K/W}$  smí být proud  $I_1$  protékající stabilizátorem až  $7 \text{ mA}$ , při teplotě pouzdra  $70 \text{ }^\circ\text{C}$  a tepelném odporu  $R_{thjc} = 150 \text{ K/W}$  smí být max.  $15 \text{ mA}$ . Uváděná stabilizovaná napětí však platí při doporučeném proudu  $5 \text{ mA}$ .

Pod stejným typovým označením TAA550 jako má maďarské výrobky vyrábí stabilizátor napětí TAA550 k napájení varikapů i rumunský výrobce polovodičových součástek IPRS. Z hlediska praktického použití není mezi oběma výrobky

rozdíly. Podstatný rozdíl je však: v základních technických specifikacích, proto uvádíme údaje rumunských stabilizátorů v samostatné tabulce elektrických údajů. Stabilizátory jsou v pouzdru TO-18 se dvěma drátovými vývody ve skleněné průchodce. Zapojení vývodů je shodné podle obr. 5, příp. 7.

### Stabilizátor kladného napětí 33 V, řady 1PH015

Miniaturní stabilizátor kladného napětí 1PH015 řady bulharské výroby NPSK v Botevgradu je určen pro napájecí zdroje kapacitních diod v ladicích obvodech televizních přijímačů, příp. jiných elektronických přístrojů, s nimiž mohou přijít do



Obr. 7a. Zapojení vývodu stabilizátoru napětí 1PH015

styku údržbářů při opravách dovezených přístrojů. Je vyroben planárně epitaxní technologií. Podle výstupního stabilizovaného napětí se dodává ve třech skupinách, a to se středním napětím  $30 \text{ V}$ ,  $33 \text{ V}$  a  $35 \text{ V}$ . Funkční blokové zapojení i použití je stejné jako u stabilizátorů TAA550. Rozdíl je pouze v druhu pouzdra, které je z plastu se dvěma drátovými vývody (obdobu pouzdra TO-92). Zapojení vývodů je na obr. 7a. Stabilizátory jsou označeny základním typovým znakem a barevnou tečkou na vrcholu pouzdra, která udává podskupinu podle výstupního napětí

červená – typ 1PH0151 s napětím  $30 \text{ V}$ ,  
žlutá – typ 1PH0152 s napětím  $33 \text{ V}$ ,  
zelená – typ 1PH0153 s napětím  $35 \text{ V}$ .

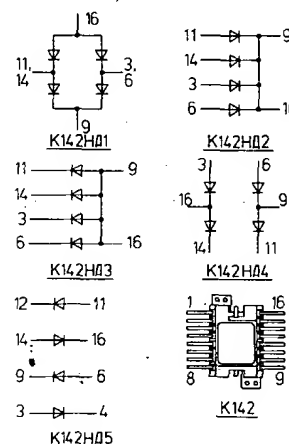
Starší provedení popsaných stabilizátorů napětí se dodávalo v kovovém pouzdru TO-18 se dvěma drátovými vývody ve skleněné průchodce. Zapojení vývodů těchto stabilizátorů je stejné jako u typu TAA550, jejich elektrické vlastnosti jsou shodné s vlastnostmi stabilizátorů v plastovém pouzdře. Dodávaly se rovněž ve třech skupinách, rozříděných podle výstupního napětí. Součástky byly označeny typovým znakem 1PH01A.

### Diodové matice a stabilizátory napětí řady K142

Integrované obvody řady K142HD1 až K142HD5 sovětské výroby jsou určeny pro použití v impulsních zdrojích stejnosměrného proudu, obvody K142EH1, K142EH2 jsou určeny pro stabilizované zdroje s regulovatelným výstupním napětím. Řada obvodů K142 obsahuje tyto součástky:

#### Diodové matice

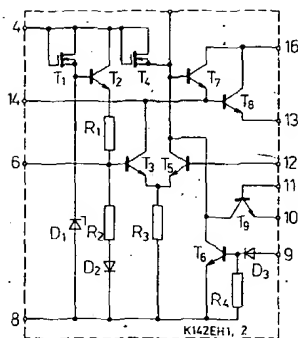
K142HD1 diodový usměrňovač v můstkovém zapojení,  
K142HD2 diodová matice se čtyřmi diodami se společným katodovým vývodem,



Obr. 8. Vnitřní elektrické zapojení diodových matic integrovaných obvodů K142HD1 až K142HD5

Elektrické údaje řady 1PH015

Mezní údaje	
Pracovní proud ( $\vartheta_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ):	$I_0 = 7,5 \text{ mA}$ .
Stabilizovaný proud:	$I_z = 2 \text{ mA}$ .
Ztrátový výkon celkový:	$P_{tot} = 200 \text{ mW}$ .
Rozsah pracovních teplot okolí:	$\vartheta_a = -10 \text{ až } +80 \text{ }^\circ\text{C}$ .
Rozsah skladovacích teplot:	$\vartheta_{stg} = -25 \text{ až } +100 \text{ }^\circ\text{C}$ .
Charakteristické údaje	
Stabilizované napětí, $I_z = 5 \text{ mA}$ , 1PH0151:	$U_z = 28,5 \text{ až } 32,2 \text{ V}$ .
1PH0152:	$U_z = 32,0 \text{ až } 34,2 \text{ V}$ .
1PH0153:	$U_z = 34,0 \text{ až } 36,0 \text{ V}$ .
Dynamický vnitřní odpor, $I_z = 5 \text{ mA}$ :	$r_z = \text{jmen. } 10; \leq 25 \Omega$ .
Teplotní součinitel stabilizovaného napětí	
$\vartheta_a = 0 \text{ až } +50 \text{ }^\circ\text{C}$ :	$\Delta U_z / \Delta \vartheta_a = -3,2 \text{ až } +1,6 \text{ mV/K}$ .



Obr. 9. Vnitřní elektrické zapojení stabilizátorů napětí řady K142EH1, K142EH2

- K142HD3 diodová matice se čtyřmi diodami se společným anodovým vývodem,  
K142D4 dva páry sériově zapojených diod,  
K142HD5 čtyři plně oddělené diody.

#### Stabilizátory napětí

K142EH1A až K142EH1F stabilizátory napětí s řiditelným výstupním napětím v rozsahu 3 až 12 V,  
K142EH2A až K142EH2F stabilizátory napětí s řiditelným výstupním napětím v rozsahu 12 až 30 V.

Všechny součástky řady K142 jsou v plochém kovovém pouzdru 402.16-2 se skleněnými průchodkami a s 2 × osmi rovnými vývody. Vnitřní elektrické zapojení diodových matic je na obr. 8, stabilizátorů napětí na obr. 9. Zjednodušený pohled na provedení pouzdra všech typů součástek řady K142 je na obr. 8.

#### Stabilizátory napětí K142EH1, K142EH2

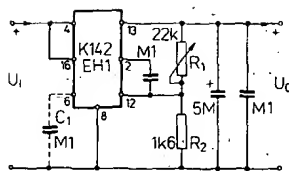
Integrované obvody K142EH1 a K142EH2 jsou přesné stabilizátory napětí s regulovatelným výstupním napětím. Jsou vyrobeny epitaxně planární technologií na křemíkové podložce. Vnitřní zapojení obou řad stabilizátorů je stejné (obr. 9), rozdíl je pouze v přípustných vstupních a výstupních napětích.

Vnitřní zapojení stabilizátorů lze rozdělit do těchto funkčních bloků: zdroj referenčního napětí (tranzistory T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>, diody D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> a odporový dělič R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>), řídicí blok (tranzistory T<sub>3</sub> až T<sub>5</sub>), regulační člen (tranzistory T<sub>7</sub>, T<sub>8</sub>) a ochranný obvod (tranzistor T<sub>6</sub>, T<sub>9</sub> a dioda D<sub>3</sub>).

Funkce jednotlivých vývodů: 1 – nepoužívat, 2 – připoj filtračního členu pro vyhlazení šumu, 3 – nepoužívat, 4 – vstup, 5 – volný vývod, 6 – referenční napětí, 7 – nepoužívat, 8 – zemnicí bod, 9 – vypínač, 10, 11 – proudová ochrana, 12 – řízení výstupu, 13 – výstup 1, 14 – výstup 2, 15 – nepoužívat, 16 – vstup 1.

#### Doporučené zapojení

Příklad praktického zapojení stabilizátoru napětí K142EH1 je na obr. 10. Ke zlepšení stability obvodu lze připojit k vývodu 6 vnější kondenzátor C<sub>1</sub> (v zapojení je naznačen čárkovaně). Dělič R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> slouží k nastavení výstupního napětí. Jeho minimální přípustný proud musí být 1,5 mA, což je nezbytné k dobré funkci obvodu.



Obr. 10. Doporučené provozní zapojení stabilizátoru napětí s integrovaným obvodem K142EH1

Součinitel výstupního napětí při změně vstupního napětí je dán vztahem

$$TK_{UO} = \frac{\Delta U_O}{U_O U_I} \cdot 100 \quad [\% ; V]$$

kde  $U_O$  je výstupní napětí ve V,  
 $\Delta U_I$  změna vstupního napětí ve V,  
 $\Delta U_O$  změna výstupního napětí, vyvolaná změnou vstupního napětí ve V.  
Součinitel nestability  $K_{UO}$  je svázán se součinitelem stabilizace  $K_{stab}$  vztahem

$$K_{stab} = \frac{1}{TK_{UO} U_I}$$

Součinitel nestability výstupního napětí při změně zatěžovacího proudu určuje vztah

$$K_{IO} = \frac{\Delta U_O}{U_O} \cdot 100$$

kde  $\Delta U_O$  je změna výstupního napětí, vyvolaná změnou výstupního proudu z 5 mA na 50 mA.

#### Elektrické údaje diodových matic řady K142

Mezní údaje	
(platí pro každou (libovolnou) diodu matice K142HD1 až K142HD5)	
Závěrečné napětí impulsní $f \leq 100 \text{ kHz}$ , $\theta_a = -45 \text{ až } +85 \text{ }^\circ\text{C}$ :	$U_{RM} = 50 \text{ V}$ .
Propustný proud střední $f \leq 50 \text{ kHz}$ , $\theta_a = -45 \text{ až } +55 \text{ }^\circ\text{C}$ 2): $\theta_a = +85 \text{ }^\circ\text{C}$ 3):	$I_{FAV} = 500 \text{ mA}$ , $I_{FAV} = 125 \text{ mA}$ .
Propustný proud střední $f \leq 100 \text{ kHz}$ , $\theta_a = -45 \text{ až } +55 \text{ }^\circ\text{C}$ 4): $\theta_a = +85 \text{ }^\circ\text{C}$ 3):	$I_{FAV} = 250 \text{ mA}$ , $I_{FAV} = 60 \text{ mA}$ .
Propustný proud impulsní pravoúhlé impulsy ( $5 \mu\text{s} = \tau_\phi = \tau_p$ ), délka impulsu 1 s, opakování impulsu za minim. 5 min. po dobu 24 h:	$I_{FM} = 3 I_{FAV} [\text{mA}]$ .
Charakteristické údaje	
Propustné napětí střední $I_{FAV} = 500 \text{ mA}$ , $U_{RM} = 50 \text{ V}$ :	$U_{FAV} \leq 1,2 \text{ V}$ .
Zpětný proud střední $U_{RM} = 50 \text{ V}$ :	$I_{RAV} \leq 100 \mu\text{A}$ .

#### Pozn.

- 1) Platí pro jednu diodu za podmínky, že ostatní tři diody integrovaného obvodu v tuto dobu nepracují.
- 2) Max. přípustný propustný proud impulsní nesmí být větší než  $I_{FM \text{ max}} = 1,5 I_{FAV \text{ max}}$ .
- 3)  $I_{FAV}$  se ve středním rozsahu teplot zmenšuje lineárně.
- 4)  $I_{FAV}$  se v kmitočtovém rozsahu 50 až 100 kHz zmenšuje lineárně.

#### Elektrické údaje stabilizátorů napětí řady K142

Mezní údaje	
(K142EH1A, B, C, D, E, F; K142EH2A, B, C, D, E, F)	
Zatěžovací proud maximální (včetně proudu děliče) ve stanoveném rozsahu vstupního a výstupního napětí:	$I_E = 150 \text{ mA}$ .
Ztrátový výkon celkový $\theta_a = -45 \text{ až } +55 \text{ }^\circ\text{C}$ 1): bez chlazení, $\theta_a = +85 \text{ }^\circ\text{C}$ : s chladičem, $\theta_a \leq +50 \text{ }^\circ\text{C}$ :	$P_{tot} = 0,8 \text{ W}$ , $P_{tot} = 0,5 \text{ W}$ , $P_{tot} = 2,1 \text{ W}$ .
Ztrátový výkon celkový $t_{ip} = 1 \text{ s}$ , opakovací doba minim. 5 min.:	$P_R = 3 P_{tot} [\text{W}]$ .
Charakteristické údaje	
Spotřeba proudu, $U_I = 20 \text{ V}$ , $U_O = 12 \text{ V}$ :	$I = 4 \text{ mA}$ .
Vstupní napětí K142EH1: K142EH2:	$U_I = 9 \text{ až } 20 \text{ V}$ , $U_I = 20 \text{ až } 40 \text{ V}$ .
Výstupní napětí K142EH1: K142EH2:	$U_O = 3 \text{ až } 12 \text{ V}$ , $U_O = 12 \text{ až } 30 \text{ V}$ .
Výstupní proud: Součinitel nestability výstupního napětí při změně vstupního napětí	$I_O = 50 \text{ až } 150 \text{ mA}$ .
K142EH1A, K142EH2A: K142EH1B, K142EH2B: K142EH1C, K142EH2C: K142EH1D, K142EH2D: K142EH1E, K142EH2E: K142EH1F, K142EH2F:	$K_{UO} = 0,3 \text{ } \%/V$ , $K_{UO} = 0,1 \text{ } \%/V$ , $K_{UO} = 0,5 \text{ } \%/V$ , $K_{UO} = 0,5 \text{ } \%/V$ , $K_{UO} = 0,5 \text{ } \%/V$ , $K_{UO} = 0,5 \text{ } \%/V$ .
Součinitel výstupního napětí při změně zatěžovacího proudu	$K_{UI} = 0,5 \text{ } \%$ , $K_{UI} = 0,2 \text{ } \%$ , $K_{UI} = 2 \text{ } \%$ , $K_{UI} = 1 \text{ } \%$ .

1) Ztrátový výkon se v rozsahu teplot  $+55 \text{ až } +85 \text{ }^\circ\text{C}$  zmenšuje lineárně.



Výstupní odpor stabilizátoru  $R_o$  lze vypočítat pomocí součinitele nestability při změně zatěžovacího proudu

$$R_o = \frac{K_{IO} U_o}{\Delta I_o}$$

Stabilita výstupního napětí stabilizátoru je zcela nezávislá na kmitočtu pulsujícího napájecího napětí až do kmitočtu 60 kHz, pak prudce klesá (na kmitočtu 1 MHz je již  $U_{o0} = 1,5$ , pro vyšší kmitočty než 5 MHz je integrovaný obvod zcela nepoužitelný).

### Stabilizátory pevného kladného napětí UL7505L, UL7512L

Bipolární analógové integrované obvody UL7505L a UL7512L jsou monolitické stabilizátory pevného kladného napětí, určené pro napájecí zdroje elektronických přístrojů s výstupním napětím 5 V a 12 V. Uvedené dva typy stabilizátorů jsou prvními typy značné široké řady stabilizátorů s různými výstupními napětími, jejichž výrobu připravuje polský výrobce polovodičových součástek Unifra-CEMI.

Monolitické stabilizátory splňují prakticky všechny požadavky na napájecí napětí integrovaných obvodů v analogové a číslicové technice. Z hlediska konstrukčního jsou určeny pro zdroje stabilizovaného napětí, ve vhodných zapojeních se však mohou použít i ve zdrojích konstantního proudu. Monolitické stabilizátory jsou konstruovány jako třívstupkové regulátory napětí, která má jeden vstup, jeden výstup a společný zemnicí vývod. Ke své funkci vyžadují velmi málo vnějších součástek (kromě blokových kondenzátorů na vstupu a výstupu stabilizátoru).

Integrované obvody se mohou umístit na jednu desku s plošnými spoji spolu s ostatními součástkami funkčních celků, které mají napájet. Jedním z nedostatků popisovaných stabilizátorů je poměrně malý přípustný výstupní stabilizovaný zatěžovací proud, který je omezen přípustným ztrátovým výkonem regulačního prvku, odvodem tepla z něj a zaručenou tepelnou stabilitou vlastností integrovaného obvodu. Přípustný zatěžovací proud lze zvětšit použitím přídatných vnějších součástek, především vhodného výkonového tranzistoru, který lze montovat na společný chladič.

Z hlediska výrobního se integrované stabilizátory vyrábějí epitaxně planární technologií a to pouze vždy pro jedno dané výstupní napětí, které stabilizátor udržuje se značnou přesností (lepší než  $\pm 5\%$ ). V případě potřeby je možno výstupní stabilizované napětí upravit ve vhodném zapojení pomocí přídatných součástek na jiné výstupní napětí.

Integrované stabilizátory UL7505L a UL7512L jsou určeny pro použití v rozsahu teplot okolí 0 až  $+70^\circ\text{C}$  při zatěžovacím proudu do 1 A. Systém stabilizátorů je vybaven ochrannými obvody, které jej chrání před zkratem nebo přetížením na výstupu a před tepelným přetížením. Součástky se dodávají v kovovém pouzdru TO-3 (pouzdro Unifra CE-20) se dvěma kolíkovými vývody v izolačních průchodkách v základně. Vnější rozměry pouzdra jsou na obr. 11, kde je rovněž uvedeno zapojení vývodů. Kolík č. 1 slouží jako vstup stabilizátoru, kolík č. 2 jako výstup, kovové pouzdro jako zemnicí vývod.

Elektrické údaje stabilizátorů jsou uvedeny v tabulce. Ztrátový výkon stabilizátorů výrobce neudává, neboť je vnitřně omezen integrovanými ochrannými obvo-

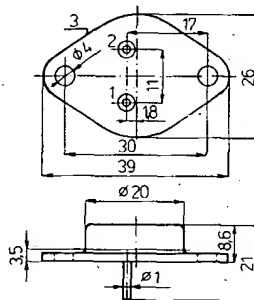
Elektrické údaje UL7505L, UL7512L, ULA6512L

#### Mezní údaje ( $\vartheta_a = +25^\circ\text{C}$ )

Vstupní napětí:	$U_i = 35\text{ V}$
Ztrátový výkon celkový s ideálním chlazením:	$P_{\text{tot}} = 13\text{ W}$
s chladičem 10 K/W:	$P_{\text{tot}} = 5,8\text{ W}$
bez chladiče:	$P_{\text{tot}} = 2,5\text{ W}$
Rozsah provozních teplot okolí	
UL7505L, UL7512L:	$\vartheta_a = 0\text{ až }+70^\circ\text{C}$
ULA6512L:	$\vartheta_a = -40\text{ až }+85^\circ\text{C}$
Rozsah skladovacích teplot	
UL7505L, UL7512L:	$\vartheta_{\text{stg}} = -40\text{ až }+125^\circ\text{C}$
ULA6512L:	$\vartheta_{\text{stg}} = -55\text{ až }+150^\circ\text{C}$

#### Charakteristické údaje ( $\vartheta_a = +25^\circ\text{C}$ )

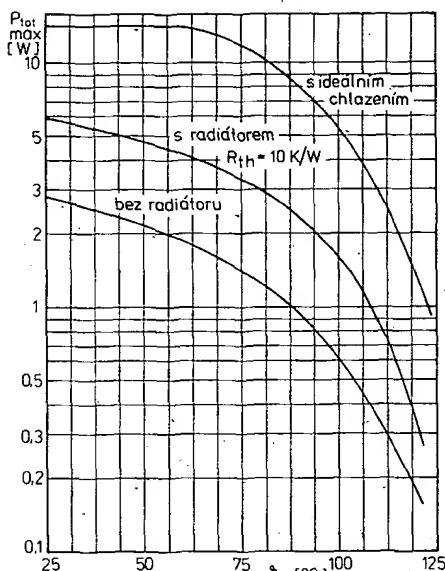
Výstupní stabilizované napětí	
$U_i = 10\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , UL7505L:	$U_o = \text{jmen. } 5,0; 4,8\text{ až }5,2\text{ V}$
$U_i = 19\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , UL7512L, ULA6512L:	$U_o = \text{jmen. } 12,0; 11,5\text{ až }12,5\text{ V}$
Výstupní stabilizované napětí při změně vstupního napětí	
$P_{\text{tot}} \leq 15\text{ W}, I_o = 0,5\text{ A}, 0 \leq \vartheta_a \leq +70^\circ\text{C}$	
$7\text{ V} \leq U_i \leq 20\text{ V}$ , UL7505L:	$U_{oi} = 4,75\text{ až }5,25\text{ V}$
$14,5\text{ V} \leq U_i \leq 27\text{ V}$ , UL7512L:	$U_{oi} = 11,4\text{ až }12,6\text{ V}$
$P_{\text{tot}} \leq 15\text{ W}, I_o = 0,5\text{ A}, -40 \leq \vartheta_a \leq +85^\circ\text{C}$	
$15,5\text{ V} \leq U_i \leq 27\text{ V}$ , ULA6512L:	$U_{oi} = 11,4\text{ až }12,6\text{ V}$
Výstupní stabilizované napětí při změně zatěžovacího proudu	
$P_{\text{tot}} \leq 15\text{ W}, 0 \leq \vartheta_a \leq +70^\circ\text{C}$	
$U_i = 10\text{ V}, 5\text{ mA} \leq I_o \leq 1\text{ A}$ , UL7505L:	$U_{ou} = 4,75\text{ až }5,25\text{ V}$
$U_i = 19\text{ V}, 5\text{ mA} \leq I_o \leq 1\text{ A}$ , UL7512L:	$U_{ou} = 11,4\text{ až }12,6\text{ V}$
$P_{\text{tot}} \leq 15\text{ W}, -40 \leq \vartheta_a \leq +85^\circ\text{C}$	
$U_i = 19\text{ V}, 5\text{ mA} \leq I_o \leq 1\text{ A}$ , ULA6512L:	$U_{ou} = 11,4\text{ až }12,6\text{ V}$
Změna výstupního stabilizovaného napětí v závislosti na vstupním napětí	
$8\text{ V} \leq U_i \leq 12\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , UL7505L:	$\Delta U_{o(Ui)} \leq 50\text{ mV}$
$7\text{ V} \leq U_i \leq 25\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , UL7505L:	$\Delta U_{o(Ui)} \leq 100\text{ mV}$
$16\text{ V} \leq U_i \leq 22\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , UL7512L:	$\Delta U_{o(Ui)} \leq 120\text{ mV}$
$14,5\text{ V} \leq U_i \leq 27\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , UL7512L:	$\Delta U_{o(Ui)} \leq 240\text{ mV}$
$16\text{ V} \leq U_i \leq 22\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , ULA6512L:	$\Delta U_{o(Ui)} \leq 60\text{ mV}$
$14,5\text{ V} \leq U_i \leq 30\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , ULA6512L:	$\Delta U_{o(Ui)} \leq 120\text{ mV}$
Změna výstupního stabilizovaného napětí v závislosti na zatěžovacím proudu	
$5\text{ mA} \leq I_o \leq 1,5\text{ A}, U_i = 10\text{ V}$ , UL7505L:	$\Delta U_{o(Io)} \leq 100\text{ mV}$
$250\text{ mA} \leq I_o \leq 750\text{ mA}, U_i = 10\text{ V}$ , UL7505L:	$\Delta U_{o(Io)} \leq 50\text{ mV}$
$5\text{ mA} \leq I_o \leq 1,5\text{ A}, U_i = 19\text{ V}$ , UL7512L:	$\Delta U_{o(Io)} \leq 240\text{ mV}$
$250\text{ mA} \leq I_o \leq 750\text{ mA}, U_i = 19\text{ V}$ , UL7512L:	$\Delta U_{o(Io)} \leq 120\text{ mV}$
$5\text{ mA} \leq I_o \leq 1,5\text{ A}, U_i = 19\text{ V}$ , ULA6512L:	$\Delta U_{o(Io)} \leq 120\text{ mV}$
$250\text{ mA} \leq I_o \leq 750\text{ mA}, U_i = 19\text{ V}$ , ULA6512L:	$\Delta U_{o(Io)} \leq 60\text{ mV}$
Vstupní klidový proud	
$U_i = 10\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , UL7505L:	$I_{IB} = 6, \leq 10\text{ mA}$
$U_i = 19\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , UL7512L:	$I_{IB} = 6, \leq 10\text{ mA}$
$U_i = 19\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , ULA6512L:	$I_{IB} \leq 10\text{ mA}$
Změna vstupního klidového proudu v závislosti na změně vstupního napětí	
$0^\circ\text{C} \leq \vartheta_a \leq +70^\circ\text{C}$	
$7\text{ V} \leq U_i \leq 25\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , UL7505L:	$\Delta I_{IB(Ui)} \leq 1,3\text{ mA}$
$14,5\text{ V} \leq U_i \leq 30\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , UL7512L:	$\Delta I_{IB(Ui)} \leq 1,3\text{ mA}$
$-40^\circ\text{C} \leq \vartheta_a \leq +85^\circ\text{C}$	
$15\text{ V} \leq U_i \leq 30\text{ V}, I_o = 0,5\text{ A}$ , ULA6512L:	$\Delta I_{IB(Ui)} \leq 0,8\text{ mA}$
Změna vstupního klidového proudu v závislosti na změně zatěžovacího proudu	
$0^\circ\text{C} \leq \vartheta_a \leq +70^\circ\text{C}$	
$5\text{ mA} \leq I_o \leq 1\text{ A}, U_i = 10\text{ V}$ , UL7505L:	$\Delta I_{IB(Io)} \leq 0,5\text{ mA}$
$5\text{ mA} \leq I_o \leq 1\text{ A}, U_i = 19\text{ V}$ , UL7512L:	$\Delta I_{IB(Io)} \leq 0,5\text{ mA}$
$-40 \leq \vartheta_a \leq +85^\circ\text{C}$	
$5\text{ mA} \leq I_o \leq 1\text{ A}, U_i = 19\text{ V}$ , ULA6512L:	$\Delta I_{IB(Io)} \leq 0,5\text{ mA}$
Šumové výstupní napětí,	
$10\text{ Hz} \leq f_o \leq 100\text{ kHz}$ :	$U_{ON} = 40\text{ }\mu\text{V}$
Činitel potlačení vlivu změn napájecího napětí,	
$I_o = 20\text{ mA}, f_o = 100\text{ Hz}$ , UL7505L:	$\text{SVR} = 60\text{ dB}$
ULA6512L:	$\text{SVR} = 71\text{ dB}$



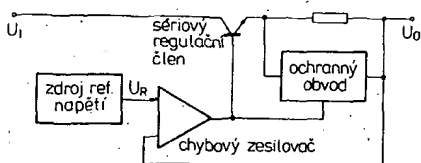
Obr. 11. Vnější provedení, rozměry a zapojení vývodů integrovaných stabilizátorů napětí UL7505L, UL7512L

dy. Velmi důležitá je však závislost přípustného ztrátového výkonu stabilizátoru na teplotě okolí. Na obr. 12 jsou uvedeny tři průběhy závislosti a to pro ideální chlazení, při chlazení chladičem s tepelným odporem 10 K/W a při provozu bez chladiče.

Funkční blokové zapojení obou typů stabilizátorů je na obr. 13. Hlavní funkční skupinu tvoří zdroj referenčního napětí a chybový zesilovač. V chybovém zesilovači se porovnává referenční napětí s výstupním napětím a vytváří se řídicí signál, kterým se řídí sériový regulační člen (tran-



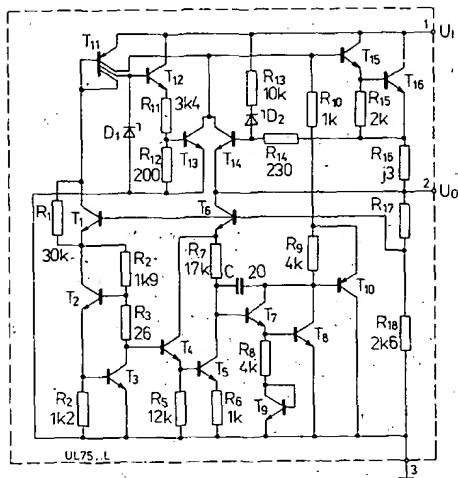
Obr. 12. Přípustný ztrátový výkon stabilizátorů napětí UL7505L, UL7512L v závislosti na teplotě okolí



Obr. 13. Funkční blokové zapojení stabilizátorů napětí UL7505L, UL7512L

zistůr p-n-p) a takto se udržuje výstupní napětí na předepsané velikosti. V případě nutnosti získat větší výstupní napětí než je referenční napětí, použije se na výstupu obvodu odporový dělič. Pak se porovnává referenční napětí s napětím výstupním, zmenšeným v uvedeném obvodu.

Funkční skupina ochranných obvodů obsahuje nadproudovou a tepelnou ochranu. Na obr. 14 je vnitřní elektrické zapojení stabilizátorů UL7505L a UL7512L. Oba stabilizátory se navzájem odlišují pouze odporem rezistoru v obvodu výstupního děliče ( $R_{17}$ ).



Obr. 14. Vnitřní elektrické zapojení stabilizátorů napětí UL7505L, UL7512L

Základní částí stabilizátoru napětí je zdroj referenčního napětí. Konstantní výstupní stabilizované napětí závisí na stabilitě referenčního napětí. Proto je použit zdroj referenčního napětí s kompenzací napětí emitor-báze tranzistorů. Zdroj tvoří sériově zapojené přechody báze-emitor tranzistorů  $T_7$  a  $T_8$ . Protože napětí báze-emitor mají záporný teplotní součinitel, je v sérii s přechody tranzistorů zapojen ještě rezistor  $R_7$ . Úbytek napětí na něm, způsobený proudem tranzistoru  $T_5$ , zajišťuje tepelnou kompenzaci napětí referenčního zdroje. Kompenzace je výsledkem různých tepelných součinitelů přechodů emitor-báze tranzistorů, pracujících s různými proudy. Přednost popsaného zdroje ve srovnání s jednoduchými zdroji referenčního napětí se Zenerovou diodou spočívá v poměrně malém maximálním vstupním napětí, závislejícím pouze na výstupním napětí a napětí nasycení sériového regulačního tranzistoru. Další předností zdroje je malý výrobní rozptyl stabilizovaného výstupního napětí ve výrobě a malé šumové napětí. Kmitočtové je obvod kompenzován vnitřním kondenzátorem  $C$ . Jeho úkolem je zabránit vzniku oscilací na výstupu stabilizátoru při připojení různých velkých zátěží.

Druhou hlavní částí stabilizátoru je chybový zesilovač. Tvoří jej tranzistory  $T_7$ ,  $T_8$  a  $T_{10}$ , které jsou rovněž součástí zdroje referenčního napětí. Výstupní napětí je přiváděno do chybového zesilovače přes odporový dělič  $R_{17}$ ,  $R_{18}$  a tranzistor  $T_8$ . Změna tohoto napětí vyvolává změnu úbytku napětí na rezistoru  $R_7$  a tím změny proudu tekoucího do báze tranzistoru  $T_7$ . Tranzistor  $T_7$  řídí funkci tranzistoru  $T_8$  a ten pak ovlivňuje tranzistor  $T_{10}$ .

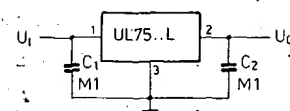
Tranzistor  $T_{10}$  řídí průtok proudu do báze  $T_{15}$  z proudového zdroje tvořeného několikakolektorovým tranzistorem  $T_{11}$  typu p-n-p. Tranzistor  $T_{15}$  spolupracuje s tranzistorem  $T_{16}$  tak, že mění jeho napětí kolektor-emitor, což se projevuje změnou výstupního napětí. Omezovací obvod výstupního proudu (nadproudová ochrana) je tvořen tranzistorem  $T_{14}$ , který přechází do aktivního stavu, jakmile bude úbytek napětí na rezistoru  $R_{16}$  shodný s napětím proudového omezování. Aktivní stav tranzistoru  $T_{14}$  vyvolá omezení proudu sériového tranzistoru  $T_{16}$ .

K zabezpečení činnosti sériového výstupního tranzistoru v bezpečné oblasti (zamezení sekundárního průrazu) jsou stabilizátory UL7505L a UL7512L vybaveny přídatným obvodem, složeným ze Zenerovy diody  $D_2$  a rezistoru  $R_{13}$ . Obvodem se určuje předpětí tranzistoru  $T_{14}$ , vyskytne-li se velký rozdílný napětí mezi vstupem a výstupem stabilizátoru. Výsledkem je zajištění nadproudové ochrany při menším než běžném výstupním proudu.

Obvod tepelné ochrany tvoří dioda  $D_1$ , tranzistory  $T_{12}$ ,  $T_{13}$  a rezistory  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ . Se vzrůstem teploty se zmenšuje napětí báze-emitor-tranzistoru  $T_{13}$ . Při stanovené určité teplotě bude na tranzistoru takové napětí báze-emitor, že tranzistor bude buzen obvodem složeným z diody  $D_1$ , tranzistoru  $T_{12}$  a rezistoru  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ . Aktivování tranzistoru  $T_{13}$  ovlivňuje funkci  $T_{13}$ , který zmenší proud a tím i ztrátový výkon součástky. Tranzistor  $T_{11}$  plní ve stabilizátoru funkci proudového zdroje, dodávajícího proud pro jednotlivé funkční celky obvodu.

#### Doporučená zapojení

Integrované obvody UL7505L a UL7512L jsou velmi výhodné pro konstrukce jednoduchých stabilizovaných

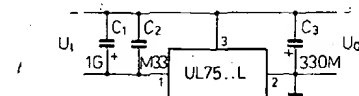


Obr. 15. Základní zapojení třísvorkového stabilizátoru kladného napětí s obvodem UL7505L, UL7512L

zdrojů napětí, určených pro napájení přístrojů číslicové techniky s obvody TTL a CMOS. Základní zapojení třísvorkového stabilizovaného zdroje napětí s obvodem UL7505L nebo UL7512L je na obr. 15. Pro zjednodušení je v tomto zapojení a všech následujících uváděn typ stabilizátoru jen základním znakem (např. UL75..L) bez ohledu na napětí, které má stabilizovat.

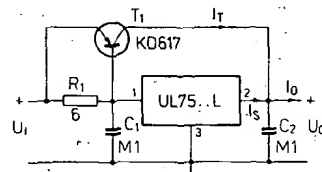
V základním zapojení nevyžaduje stabilizátor mimo kondenzátory na vstupu a výstupu žádné další vnější součástky. Kondenzátor  $C_1$  na vstupu je nutno použít tehdy, je-li stabilizační obvod vzdálen několik centimetrů od vyhlazovacího kondenzátoru filtru usměrňovacího zdroje. Kondenzátor  $C_2$  na výstupu stabilizátoru zlepšuje dynamické vlastnosti zapojení. Z hlediska potlačení nežádoucích vazeb se doporučuje zemnit do společného bodu vstup, výstup, zemnicí vývod integrovaného obvodu a oba kondenzátory  $C_1$ ,  $C_2$ .

Integrovaný stabilizátor kladného napětí řady UL75..L lze použít i pro konstrukci zdroje záporného napětí. Základní zapojení uvedeného zdroje je na obr. 16.



Obr. 16. Základní zapojení třísvorkového stabilizátoru záporného napětí s použitím stabilizátorů UL7505L, UL7512L

Jistou nevýhodou popisovaných stabilizátorů je poměrně nevelký stabilizovaný výstupní proud, kterým lze zatěžovat vlastní stabilizační obvod. Většího zatěžovacího proudu lze dosáhnout pouze za použití přídatného výkonového tranzistoru v zapojení upraveném podle obr. 17.



Obr. 17. Rozšířené zapojení stabilizátoru napětí s obvodem UL7505L (UL7512L) o výkonový tranzistor pro zvětšení výstupního proudu

Použitý výkonový tranzistor  $T_1$  je typu p-n-p. Začíná pracovat v okamžiku, kdy začne překračovat odběr proudu maximální přípustný výstupní proud monolitického stabilizátoru. Jeho základní funkcí je včas „převzít“ nadměrný výstupní proud zapojení. Vhodnými typy tranzistorů p-n-p pro uvedený účel jsou tranzistory TESLA řady KD615 až KD617. Proud monolitického stabilizátoru  $I_s$  lze vypočítat ze vztahu

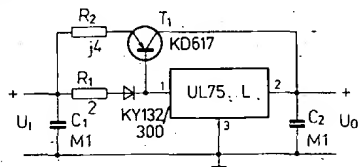
$$I_s = \frac{I_o}{1 + h_{21E}} + \frac{U_{EB}}{R_1}$$

kde je  $I_o$  výstupní proud stabilizátoru,  $h_{21E}$



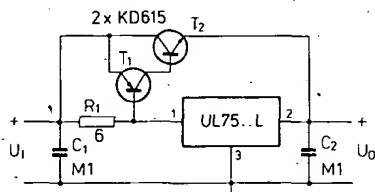
součinitel proudového zesílení tranzistoru  $T_1$ ,  $U_{EB}$  napětí emitor-báze použitého tranzistoru  $T_1$ .

Se změnou teploty podléhá změně rozdělení proudu mezi stabilizátor a přidavný tranzistor v důsledku tepelné nestability napětí  $U_{EB}$ . Proto je vhodné rozšířit stabilizátor o několik dalších součástek podle obr. 18, čímž se proudy rozdělí mezi obě součástky nezávisle na napětí emitor-báze.



Obr. 18. Stabilizátor napětí s obvodem UL7505L (UL7512L), výkonovým tranzistorem a kompenzační diodou pro zvětšení výstupního proudu

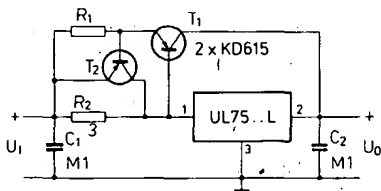
Tepelná kompenzace napětí báze-emitor tranzistoru  $T_1$  se zajišťuje pomocí diody  $D_1$ . Proud regulačního tranzistoru i monolitického stabilizátoru závisí na odporech rezistorů  $R_1$  a  $R_2$ . Není-li po ruce vhodný výkonový tranzistor p-n-p pro zvětšení výstupního proudu, je možné upravit zapojení podle obr. 19 a použít



Obr. 19. Zapojení stabilizátoru napětí s obvodem UL7505L (UL7512L), rozšířeným o regulační tranzistor n-p-n

výkonový tranzistor n-p-n (např. KD501, KD3055 apod.). Tranzistor  $T_1$  je typu p-n-p, slouží k řízení výkonového tranzistoru  $T_2$ . Vhodný typ tranzistoru pro tento účel je např. KD334 nebo podobný.

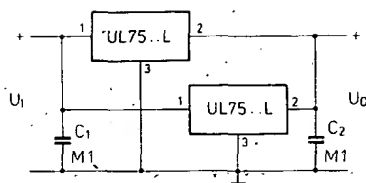
Přidavný výkonový tranzistor  $T_1$  v zapojení podle obr. 17 není nijak chráněn před poškozením v případě přetížení nebo zkratu na výstupu. Vhodnou ochranu je možné realizovat způsobem podle obr. 20. Rezistor  $R_1$  je volen tak, aby při



Obr. 20. Stabilizátor napětí s obvodem UL7505L (UL7512L) pro větší proudové zatížení s ochranou regulačního tranzistoru

překročení mezního, dovoleného proudu tranzistoru  $T_1$  sepnou tranzistor  $T_2$ . Tranzistor  $T_2$  pak v případě nadměrného proudu monolitického stabilizátoru pracuje jako nadproudová ochrana a zabezpečuje omezení proudu tranzistoru  $T_1$ .

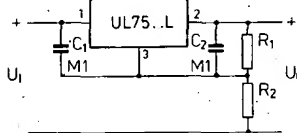
Jiný způsob, jak zvětšit výstupní proud stabilizátoru, spočívá v paralelním spojení monolitických stabilizátorů napětí podle obr. 21. Toto zapojení je sice možné, avšak pro horší spolehlivost v provozu se nedoporučuje používat.



Obr. 21. Stabilizátor napětí se dvěma paralelně spojenými obvody UL7505L (UL7512L)

Někdy se požaduje při návrhu zapojení stabilizovaných zdrojů výstupní stabilizované napětí, které nemá žádný z dostupných integrovaných stabilizátorů. V tomto případě lze použít integrovaný stabilizátor s menším výstupním napětím a na jeho výstupu se použije odporový dělič podle zapojení na obr. 22. Výstupní napětí stabilizátoru se pak vypočte podle vztahu

$$U_0 = U_{2/3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_0 R_2,$$



Obr. 22. Zapojení s větším výstupním stabilizovaným napětím než má integrovaný stabilizátor (s odporovým děličem na výstupu)

kde  $U_{2/3}$  je výstupní napětí monolitického stabilizátoru na jeho svorkách 2 a 3,  $I_0$  je klidový proud monolitického stabilizátoru. Proud protékající rezistorem  $R_1$  musí být větší než proud stabilizátoru  $I_0$ , čímž se potlačí vliv změn proudu  $I_0$  v případě změny zatěžovacího proudu nebo vstupního napětí. Odpory rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  lze vypočítat ze vztahů

$$R_1 = \frac{U_{2/3}}{I_{R1}},$$

$$R_2 = \frac{U_0 - U_{2/3}}{I_{R1} + I_0}.$$

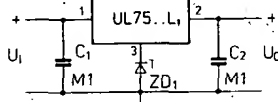
Za předpokladu, že  $I_{R1} = 5/I_0$  pak bude

$$R_1 = \frac{U_{2/3}}{5I_0},$$

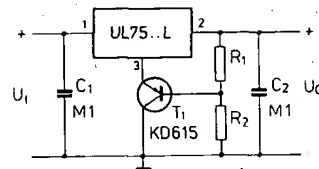
$$R_2 = \frac{U_0 - U_{2/3}}{6I_0}.$$

Popsaný obvod má však základní nedostatek – málo stabilní výstupní napětí, což je způsobeno změnami klidového proudu při změnách zátěže, změnách vstupního napětí a změnách teploty. Do jisté míry lze málo stabilní výstupní napětí zlepšit použitím rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  s co nejmenšími odpory. Tim se ovšem zvětšuje proudové zatížení výstupu a zhoršuje účinnost zapojení.

Použije-li se v zapojení podle obr. 22 místo dvou pevných rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  výkonový rezistor s proměnným odpor



Obr. 23. Zapojení s větším výstupním stabilizovaným napětím než má integrovaný stabilizátor (se Zenerovou diodou)



Obr. 24. Stabilizátor napětí s větším výstupním napětím než má integrovaný stabilizátor (s přidavným tranzistorem a odporovým děličem)

rem, bude na výstupu stabilizačního zapojení řiditelné napětí.

Na obr. 23 je zapojení, kterým lze zvětšit výstupní napětí monolitického stabilizátoru. Vliv klidového proudu integrovaného obvodu je u tohoto typu stabilizátoru podstatně menší než u zapojení podle obr. 22. Výsledné výstupní napětí je dáno součtem napětí monolitického stabilizátoru a napětí Zenerovy diody, zapojené v obvodu zemního vývodu integrovaného obvodu. Použitá Zenerova dioda má mít co nejmenší teplotní součinitel.

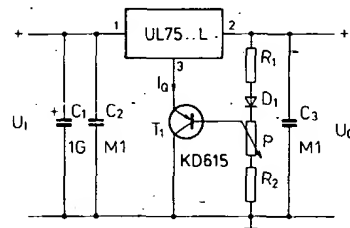
Jiný způsob, kterým lze dosáhnout většího výstupního napětí než má monolitický stabilizátor, je uveden na obr. 24. Výstupní napětí zapojení je dáno vztahem

$$U_0 = (U_{2/3} + U_{BE}) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \left( \frac{R_2 I_0}{h_{21E}} \right),$$

kde  $U_{2/3}$  je napětí mezi výstupní a vstupní svorkou integrovaného obvodu,  $U_{BE}$  napětí báze-emitor tranzistoru  $T_1$ ,  $h_{21E}$  proudový zesilovací činitel tranzistoru  $T_1$ .

Vliv změn klidového proudu monolitického stabilizátoru na výstupní napětí je u popsaného zapojení tolikrát zmenšen, kolik činí součinitel  $h_{21E}$ . Vždy se však i v tomto případě uplatňuje jistý vliv teploty na výstupní napětí v důsledku změny napětí báze-emitor použitého tranzistoru, kterou v praxi nelze dostatečně účinně kompenzovat.

Částečně lze teplotní změnu napětí báze-emitor kompenzovat pomocí sériově zapojené diody  $D_1$  s rezistorem  $R_1$  v zapojení podle obr. 25. Je-li na výstupu



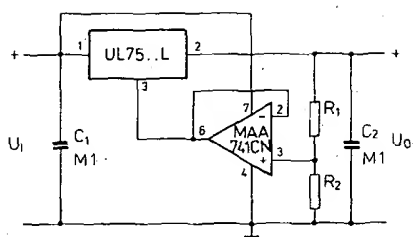
Obr. 25. Zapojení stabilizátoru napětí s teplotnou kompenzací a regulací výstupního stabilizovaného napětí

potřebné regulovatelné výstupní napětí, je možné upravit dělič vložením potenciometru  $P$ , kterým se nastavuje výstupní napětí.

Jiný způsob zvětšení napětí monolitického stabilizátoru využívá operačního zesilovače typu MAA741CN v zapojení podle obr. 26. Výstupní napětí je dáno vztahem

$$U_0 = U_{2/3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

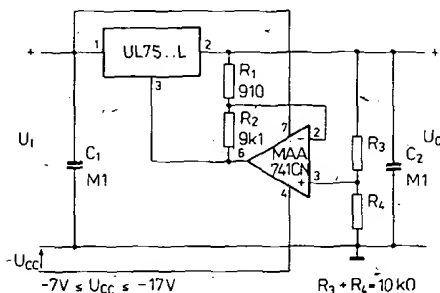
Použije-li se místo pevných rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  ve výstupním děliči potenciometr



Obr. 26. Stabilizátor s větším výstupním napětím než má integrovaný obvod ve spojení s operačním zesilovačem

10 kΩ, lze výstupní napětí regulovat v širokém napěťovém rozsahu.

V popsaných příkladech použití byla uváděna zapojení, jimiž lze zvětšit výstupní napětí stabilizačního zapojení nad napětí integrovaného stabilizátoru. Maximální napětí, které lze takto získat, nemůže překročit přípustný rozdíl vstupního a výstupního napětí na integrovaném obvodu. Navrhovat lze rovněž stabilizační zapojení s menším výstupním napětím, než jaké má integrovaný obvod. Rovněž lze použít přidavný zdroj záporného napětí pro napájení operačního zesilovače (např. MAA741 nebo pod.) v zapojení podle obr. 27. Výstupní napětí zapojení je pak dáno

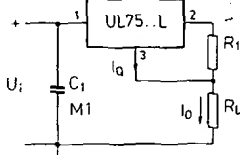


Obr. 27. Stabilizátor s menším výstupním napětím než má integrovaný obvod ve spojení s operačním zesilovačem

$$U_0 = U_{2/3} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_3 + R_4}{R_3} \right)$$

Použitím potenciometru 10 kΩ místo pevných rezistorů  $R_3$ ,  $R_4$  lze získat regulovatelné výstupní napětí v rozsahu od 0,5 V do téměř dvojnásobku jmenovitého napětí integrovaného obvodu za předpokladu, že vstupní napětí bude v rozsahu 13 až 25 V, záporné napájecí napětí operačního zesilovače v rozsahu -7 až -17 V.

Pomocí stabilizátorů pevného napětí lze konstruovat rovněž zapojení stabilizátorů proudu. Nejjednodušší příklad zapojení proudového stabilizátoru je na obr. 28. Výstupní stabilizovaný proud je dán vztahem

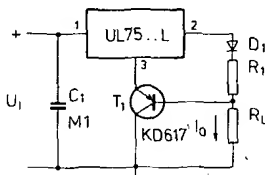


Obr. 28. Zapojení stabilizátoru proudu s integrovaným stabilizátorem napětí UL7505L

$$I_0 = \frac{U_{2/3}}{R_1} + I_Q$$

Výstupní proud je stabilizován udržováním konstantního napětí na odporu  $R_1$ . Jak je patrné z uvedeného vztahu pro určení stabilizovaného proudu, může se výstupní proud měnit ovlivňováním klidového proudu  $I_Q$  v závislosti na změně vstupního napětí nebo změně teploty. Uvedená vlastnost se uplatňuje při práci proudového stabilizátoru, který pracuje s malými proudy.

Zapojení proudového stabilizátoru, který nemá výše uvedenou vlastnost, je navrženo na obr. 29. Zatěžovací proud tohoto zapojení je dán vztahem

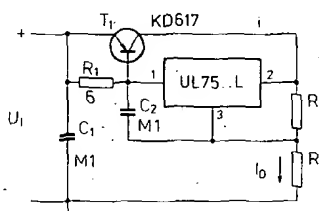


Obr. 29. Stabilizátor proudu s malým vlivem změn klidového proudu na zatěžovací proud

$$I_0 = \frac{U_{2/3}}{R_1} + \frac{I_Q}{h_{21E}}$$

V navrženém zapojení se podstatně méně uplatňuje vliv změn klidového proudu integrovaného obvodu na vlastnosti stabilizátoru. Navíc je zde použito tepelné kompenzace napětí báze-emitor tranzistoru  $T_1$  diodou  $D_1$ . Popsané zapojení má velkou přednost v tom, že udržuje konstantní proud bez ohledu na zatížení a to i v případě, že zatěžovací odpor je nulový (pracuje do zkratky). V proudových stabilizátorech se však doporučuje používat integrované obvody, jejichž výstupní napětí není větší než 5 V. Tím se dosáhne velké provozní spolehlivosti zdroje.

Z hlediska konstrukčního je možné projektovat proudové stabilizátory, jejichž výstupní proud je větší než přípustný proud integrovaných obvodů řady UL75...L. Návrh vhodného zapojení je na obr. 30. Nadměrný výstupní proud přejímá

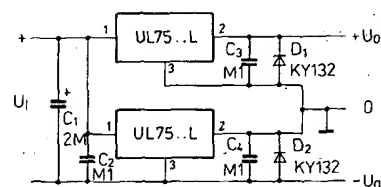


Obr. 30. Stabilizátor proudu s přidavným tranzistorem pro zvětšení proudového zatížení

přidavný tranzistor  $T_1$  typu p-n-p, který tak spolupracuje s integrovaným stabilizátorem.

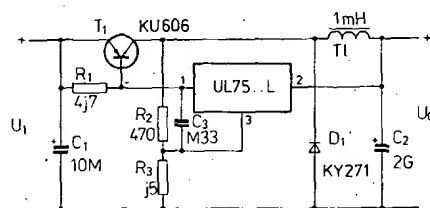
Většina operačních zesilovačů a řada analogových obvodů vyžaduje napájení dvěma symetrickými napětími. K tomuto účelu je vhodné použít dva integrované obvody řady UL75...L a zapojit je podle obr. 31. Horní stabilizátor stabilizuje kladné výstupní napětí, dolní stabilizátor napětí záporné. Diody  $D_1$  a  $D_2$  slouží jako ochrana při připojování zátěže mezi větve  $+U_0$  a  $-U_0$ .

Integrované stabilizátory lze rovněž použít při konstrukci impulsních stabi-



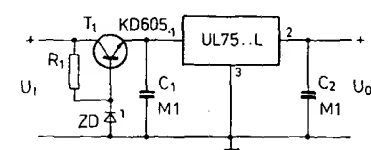
Obr. 31. Symetrický stabilizátor kladného a záporného napětí se dvěma obvody UL7505L, UL7512L

lizačních, které mají větší účinnost než zapojení stabilizátorů s trvalým zatížením. Typický příklad zapojení impulsního stabilizátoru s integrovaným obvodem UL75...L je na obr. 32.



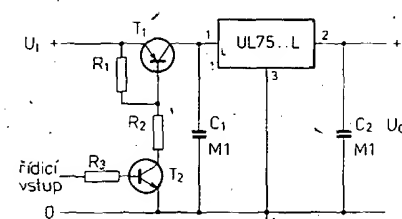
Obr. 32. Impulsní stabilizátor napětí s integrovaným obvodem UL7505L, UL7512L

Zapojení kmitá zavedením kladné zpětné vazby. Tranzistor  $T_1$  pracuje jako přepínač. Přechází ze stavu klidu do nasyceného stavu. Odporový dělič  $R_2$ ,  $R_3$  uzavírá smyčku zpětné vazby. Součástky  $D_1$ ,  $L_1$  a  $C_2$  tvoří jednoduchý filtrační obvod. Na integrované obvody UL7505L a UL7512L podobné jako mnoho jiných monolitických stabilizátorů lze přivádět stejnosměrné vstupní napětí maximálně 35 V. Pouze v některých případech lze použít napětí poněkud větší. Vždy se však musí integrovanému obvodu předřadit srážecí obvod, který upraví vstupní napětí na potřebnou velikost. Návrh zapojení pro uvedený účel je na obr. 33. Největší přípustné vstupní napětí se pak může podstatně zvětšit. Skutečnou velikost určuje napětí použité Zenerovy diody.



Obr. 33. Zapojení stabilizátoru napětí upravené pro použití se zdrojem většího napětí než je přípustné vstupní napětí použitého integrovaného obvodu UL7505L, UL7512L

Na obr. 34 je uvedeno zapojení stabilizátoru, jehož zapínání a vypínání se může řídit vnějším signálem např. signálem číslicové logiky TTL. Přivedením signálu s velkou úrovní na vstup tranzistoru  $T_2$  se

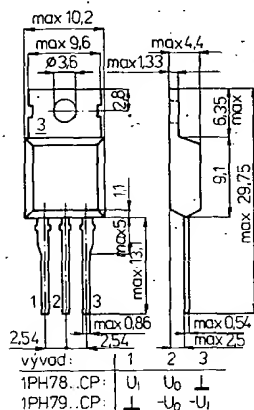


Obr. 34. Stabilizátor napětí s obvodem UL7505L, UL7512L, řízený vnějším napětím

tranzistor sepne a vybudí tranzistor  $T_1$ . Na výstupu stabilizátoru bude stabilizované napětí. Logický signál s malou úrovní opět stabilizátor vypne. Výrobci integrovaných stabilizačních obvodů publikují velmi mnoho dalších příkladů použití. Řada z nich byla publikována i v naší literatuře, na mnohé úpravy přijdou konstruktéři sami, protože stabilizační integrované obvody jsou po stránce konstrukční velmi pružné, nenáročné a spolehlivé. Proto se hodí pro přístroje spotřební i průmyslové elektroniky. Nakonec ještě jedno upozornění: Nikdy na integrované stabilizátory nepřivádějte střídavé napětí! V těchto případech se stabilizátory spolehlivě brzy zničí.

### Stabilizátory pevného kladného napětí, 1PH7805CP až 1PH7815CP

Integrované obvody řady 1PH7800CP jsou stabilizátory pevného kladného napětí 5 V, 8 V, 12 V a 15 V, určené jako regulátory napětí v přístrojích spotřební a průmyslové elektroniky. Jejich výrobcem je bulharský podnik na výrobu polovodičových součástek NPSK v Botevgradu. Regulátory jsou v plastovém pouzdru typu K14 (obdoba TO-220), jehož provedení a hlavní vnější rozměry jsou patrné z obr. 35. Typový znak bulharských stabilizátorů je odvozen od označení původního typu firmy Fairchild (řada 7800).



Obr. 35. Vnější provedení pouzdra, hlavní rozměry a zapojení vývodů stabilizátorů kladného a záporného napětí řady 1PH7800CP, 1PH7900CP

Poslední dvě číslice typového znaku udávají výstupní stabilizované napětí (7805 = kladné výstupní napětí 5 V).

Zapojení vývodů stabilizátorů: 1 – vstupní napětí  $U_1$ , 2 – výstupní napětí stabilizované  $U_0$ , 3 – zemnicí bod. S vývodem č. 3 je vodič spojeno chladič křídlo, zalísované v plastovém pouzdru. Stabilizátory kladného napětí mají integrovanou teplotní ochranu, ochranu proti proudovému přetížení a proti zkratům na výstupu, což vše zajišťuje velkou spolehlivost v provozu. Vnitřní elektrické zapojení stabilizátorů řady 1PH7800 je na obr. 36.

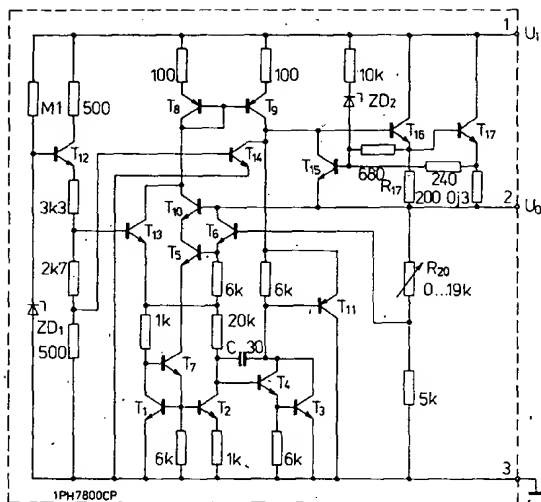
Z hlediska použití jsou popisované stabilizátory nenáročné a platí pro ně všechna pravidla a příklady použití jako pro regulátory polské výroby Unifra řady UL7500L, příp. stabilizátorů TESLA řady MA7800. Očíslování vývodů stabilizátorů je shodné s číslováním vývodů stabilizátorů v kovovém pouzdru TO-3. Za předpokladu, že se stabilizátory opatří vhodnými chladiči, mohou se zatěžovat výstupním proudem až do 2,2 A. Vždy se však musí dodržovat maximální přípustný ztrátový

### Elektrické údaje 1PH7805CP, 1PH7808CP, 1PH7812CP, 1PH7815CP

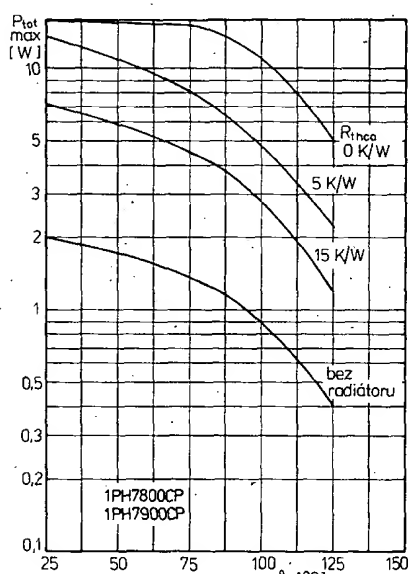
Mezní údaje	
Vstupní napětí:	$U_1 = 35 \text{ V}$ .
Výstupní proud:	$I_0 = 2,2 \text{ A}$ .
Ztrátový výkon celkový:	$P_{\text{tot}} = 15 \text{ W}$ .
Tepelný odpor přechod – pouzdro:	$R_{\text{thjc}} = 5 \text{ K/W}$ .
Tepelný odpor přechod – okolí:	$R_{\text{thja}} = 65 \text{ K/W}$ .
Teplota přechodu:	$\vartheta_j = 0 \text{ až } 125^\circ \text{C}$ .
Teplota okolí:	$\vartheta_a = 0 \text{ až } 70^\circ \text{C}$ .
Teplota při skladování:	$\vartheta_{\text{stg}} = -55 \text{ až } +150^\circ \text{C}$ .
Charakteristické údaje ( $\vartheta_a = 25 \pm 5^\circ \text{C}$ )	
<b>Výstupní stabilizované napětí</b>	
$U_1 = 10 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7805CP:	$U_0 = \text{jmen. } 5,0; 4,8 \text{ až } 5,2 \text{ V}$ .
$U_1 = 14 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7808CP:	$U_0 = \text{jmen. } 8,0; 7,7 \text{ až } 8,3 \text{ V}$ .
$U_1 = 19 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7812CP:	$U_0 = \text{jmen. } 12; 11,5 \text{ až } 12,5 \text{ V}$ .
$U_1 = 23 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7815CP:	$U_0 = \text{jmen. } 15; 14,4 \text{ až } 15,6 \text{ V}$ .
<b>Změna výstupního stabilizovaného napětí v závislosti na vstupním napětí (<math>I_0 = 0,5 \text{ A}</math>)</b>	
$U_1 = 7 \text{ V až } 25 \text{ V}$ , 1PH7805CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 100 \text{ mV}$ .
$U_1 = 8 \text{ V až } 12 \text{ V}$ , 1PH7805CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 50 \text{ mV}$ .
$U_1 = 10,5 \text{ V až } 25 \text{ V}$ , 1PH7808CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 160 \text{ mV}$ .
$U_1 = 11 \text{ V až } 17 \text{ V}$ , 1PH7808CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 80 \text{ mV}$ .
$U_1 = 14,5 \text{ až } 30 \text{ V}$ , 1PH7812CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 240 \text{ mV}$ .
$U_1 = 16 \text{ V až } 22 \text{ V}$ , 1PH7812CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 120 \text{ mV}$ .
$U_1 = 17,5 \text{ až } 30 \text{ V}$ , 1PH7815CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 300 \text{ mV}$ .
$U_1 = 20 \text{ V až } 26 \text{ V}$ , 1PH7815CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 150 \text{ mV}$ .
<b>Změna výstupního stabilizovaného napětí v závislosti na zatěžovacím proudu</b>	
$I_0 = 5 \text{ mA až } 1,5 \text{ A}$ , $U_1 = 10 \text{ V}$ , 1PH7805CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 100 \text{ mV}$ .
$I_0 = 250 \text{ mA až } 750 \text{ mA}$ , $U_1 = 10 \text{ V}$ , 1PH7805CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 50 \text{ mV}$ .
$I_0 = 5 \text{ mA až } 1,5 \text{ A}$ , $U_1 = 14 \text{ V}$ , 1PH7808CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 160 \text{ mV}$ .
$I_0 = 250 \text{ mA až } 750 \text{ mA}$ , $U_1 = 14 \text{ V}$ , 1PH7808CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 80 \text{ mV}$ .
$I_0 = 5 \text{ mA až } 1,5 \text{ A}$ , $U_1 = 19 \text{ V}$ , 1PH7812CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 240 \text{ mV}$ .
$I_0 = 250 \text{ mA až } 750 \text{ mA}$ , $U_1 = 19 \text{ V}$ , 1PH7812CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 120 \text{ mV}$ .
$I_0 = 5 \text{ mA až } 1,5 \text{ A}$ , $U_1 = 23 \text{ V}$ , 1PH7815CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 300 \text{ mV}$ .
$I_0 = 250 \text{ mA až } 750 \text{ mA}$ , $U_1 = 23 \text{ V}$ , 1PH7815CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 150 \text{ mV}$ .
<b>Vstupní klidový proud</b>	
$U_1 = 25 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7805CP, 1PH7808CP:	$I_{IB} \leq 10 \text{ mA}$ .
$U_1 = 30 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7812CP, 1PH7815CP:	$I_{IB} \leq 10 \text{ mA}$ .

### Elektrické údaje 1PH7905CP, 1PH7908CP, 1PH7912CP, 1PH7915CP

Mezní údaje	
Vstupní napětí:	$-U_1 = 35 \text{ V}$ .
Výstupní proud:	$I_0 = 2,2 \text{ A}$ .
Ztrátový výkon celkový:	$P_{\text{tot}} = 15 \text{ W}$ .
Tepelný odpor přechod – pouzdro:	$R_{\text{thjc}} = 5 \text{ K/W}$ .
Tepelný odpor přechod – okolí:	$R_{\text{thja}} = 65 \text{ K/W}$ .
Teplota přechodu:	$\vartheta_j = 0 \text{ až } 125^\circ \text{C}$ .
Teplota okolí:	$\vartheta_a = 0 \text{ až } 70^\circ \text{C}$ .
Teplota při skladování:	$\vartheta_{\text{stg}} = -55 \text{ až } +150^\circ \text{C}$ .
Charakteristické údaje ( $\vartheta_a = +25 \pm 5^\circ \text{C}$ )	
<b>Výstupní stabilizované napětí</b>	
$-U_1 = 10 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7905CP:	$-U_0 = \text{jmen. } 5,0; 4,8 \text{ až } 5,2 \text{ V}$ .
$-U_1 = 14 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7908CP:	$-U_0 = \text{jmen. } 8,0; 7,7 \text{ až } 8,3 \text{ V}$ .
$-U_1 = 19 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7912CP:	$-U_0 = \text{jmen. } 12; 11,5 \text{ až } 12,5 \text{ V}$ .
$-U_1 = 23 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7915CP:	$-U_0 = \text{jmen. } 15; 14,4 \text{ až } 15,6 \text{ V}$ .
<b>Změna výstupního stabilizovaného napětí v závislosti na vstupním napětí</b>	
$-U_1 = 7 \text{ V až } 25 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7905CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 100 \text{ mV}$ .
$-U_1 = 8 \text{ V až } 12 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7905CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 50 \text{ mV}$ .
$-U_1 = 10,5 \text{ V až } 25 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7908CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 160 \text{ mV}$ .
$-U_1 = 11 \text{ V až } 17 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7908CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 80 \text{ mV}$ .
$-U_1 = 14,5 \text{ V až } 30 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7912CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 240 \text{ mV}$ .
$-U_1 = 16 \text{ V až } 22 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7912CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 120 \text{ mV}$ .
$-U_1 = 17,5 \text{ V až } 30 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7915CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 300 \text{ mV}$ .
$-U_1 = 20 \text{ V až } 26 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7915CP:	$\Delta U_{O(U_1)} \leq 150 \text{ mV}$ .
<b>Změna výstupního stabilizovaného napětí v závislosti na zatěžovacím proudu</b>	
$I_0 = 5 \text{ mA až } 1,5 \text{ A}$ , $-U_1 = 10 \text{ V}$ , 1PH7905CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 100 \text{ mV}$ .
$I_0 = 250 \text{ mA až } 750 \text{ mA}$ , $-U_1 = 10 \text{ V}$ , 1PH7905CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 50 \text{ mV}$ .
$I_0 = 5 \text{ mA až } 1,5 \text{ A}$ , $-U_1 = 14 \text{ V}$ , 1PH7908CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 160 \text{ mV}$ .
$I_0 = 250 \text{ mA až } 750 \text{ mA}$ , $-U_1 = 14 \text{ V}$ , 1PH7908CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 80 \text{ mV}$ .
$I_0 = 5 \text{ mA až } 1,5 \text{ A}$ , $-U_1 = 19 \text{ V}$ , 1PH7912CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 240 \text{ mV}$ .
$I_0 = 250 \text{ mA až } 750 \text{ mA}$ , $-U_1 = 19 \text{ V}$ , 1PH7912CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 120 \text{ mV}$ .
$I_0 = 5 \text{ mA až } 1,5 \text{ A}$ , $-U_1 = 23 \text{ V}$ , 1PH7915CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 300 \text{ mV}$ .
$I_0 = 250 \text{ mA až } 750 \text{ mA}$ , $-U_1 = 23 \text{ V}$ , 1PH7915CP:	$\Delta U_{O(I_0)} \leq 150 \text{ mV}$ .
<b>Vstupní klidový proud</b>	
$-U_1 = 10 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7905CP:	$I_{IB} \leq 2 \text{ mA}$ .
$-U_1 = 14 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7908CP:	$I_{IB} \leq 2 \text{ mA}$ .
$-U_1 = 19 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7912CP:	$I_{IB} \leq 3 \text{ mA}$ .
$-U_1 = 23 \text{ V}, I_0 = 0,5 \text{ A}$ , 1PH7915CP:	$I_{IB} \leq 3 \text{ mA}$ .



Obr. 36. Vnitřní elektrické zapojení integrovaných stabilizátorů napětí řady 1PH7800CP



Obr. 37. Závislost největšího přípustného ztrátového výkonu integrovaných stabilizátorů řady 1PH7800CP, 1PH7900CP na teplotě okolí pro chlazení různými chladiči

výkon integrovaného obvodu v závislosti na teplotě okolí. Tato závislost je na obr. 37 pro různé tepelné odpory použitých chladičů.

### Stabilizátory pevného záporného napětí 1PH7905CP až 1PH7915CP

Integrované stabilizátory záporného napětí řady 1PH7900CP s jmenovitým stabilizovaným výstupním napětím -5 V, -8 V, -12 V a -15 V bulharské výroby závodu NPSK v Botevgradu jsou prvními součástkami tohoto typu na trhu země RVHP. Lze je používat samostatně ve zdrojích záporného napětí, ale též jako doplňkové součástky se stabilizátory kladného napětí řady 1PH7800CP, příp. podobnými stabilizátory.

Regulátory jsou rovněž v plastovém pouzdru typu K14 (obdoba TO-220) stejných rozměrů jako předchozí řada. Pozor však na zapojení vývodů, které je proti

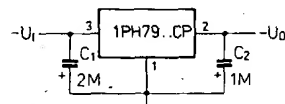
regulátorům kladného napětí odlišné. Zapojení vývodů stabilizátorů záporného napětí: 1 – zemnicí bod, 2 – výstupní stabilizované napětí  $-U_0$ , 3 – vstupní napětí  $-U_1$ . S vývodem č. 3 je i zde vodivé propojeno chladičové křídlo, zalisované v plastovém pouzdru. Pozor proto při montáži na chladič. Integrovaný obvod se musí montovat buď izolovaně na společný chladič nebo chladič samostatně izolovat od kladného zdroje a zemnicího rozvodu.

Podobně jako stabilizátory kladného napětí i tato řada stabilizátorů záporného napětí je vybavena ochranou proti tepelnému přetížení, ochranou proti přetížení nadměrným výstupním proudem a ochranou proti zkratu na výstupu. Vnitřní elektrické zapojení stabilizátorů řady 1PH7900 je na obr. 38. Výstupním stabilizovaným proudem se smí integrovaný obvod zatěžovat až do 2,2 A za předpokladu použití správně zvoleného a provedeného chladiče. Vždy je nutné se řídit závislostí zatěžovacího výkonu obvodu na teplotě okolí, která je na obr. 37 (společná pro regulátory kladného napětí 1PH7800 řady).

Technika provozních zapojení stabilizátorů záporných napětí je obdobná jako u stabilizátorů kladných napětí. Některé součástky se však musí volit poněkud jinak, příp. zapojení vhodně upravit. Celou problematiku blíže objasní dále uvedené příklady použití.

### Doporučená zapojení

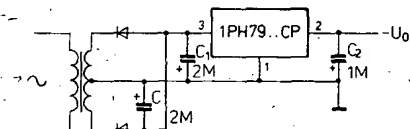
Základní nejjednodušší zapojení stabilizátoru pevného záporného napětí s integrovaným obvodem řady 1PH7900CP je na obr. 39. Na vstupu a výstupu integrovaného obvodu se však volí vyhlazovací kondenzátory  $C_1$  (2  $\mu$ F) a  $C_2$  (1  $\mu$ F) větších kapacit. Změna kapacity kondenzátorů je dána odlišnou strukturou vnitřního elektrického zapojení stabilizátorů. Konden-



Obr. 39. Základní zapojení stabilizátoru pevného záporného napětí s obvodem řady 1PH7900CP

zátory na vstupu a výstupu se doporučuje používat keramické nebo tantalové z důvodu velmi dobrých vysokofrekvenčních vlastností. Použijí-li se pro nedostatek tantalových kondenzátorů kondenzátory hliníkové elektrolytické, musí se jejich kapacity volit 10  $\mu$ F nebo větší. Kondenzátory se musejí montovat s co nejkratšími vývody a, pokud je to možné, přímo na vývody integrovaného obvodu nebo co nejbližší k nim.

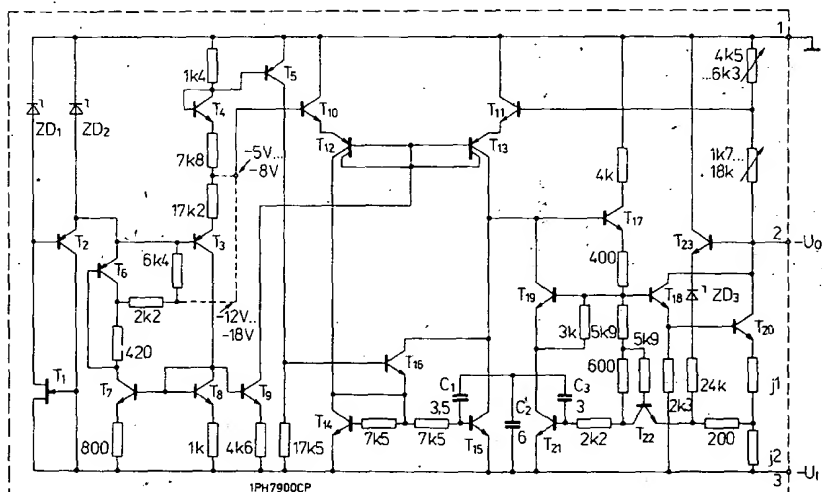
Zapojení stabilizátoru záporného napětí, který je napájen dvoucestným usměrňovačem, je na obr. 40. V tomto



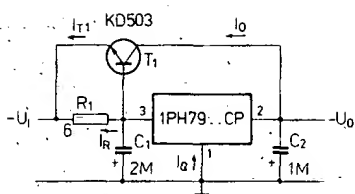
Obr. 40. Stabilizátor záporného napětí s obvodem řady 1PH7900CP s napájením dvoucestným usměrňovačem

případě nestačí použít jen jeden vstupní kondenzátor  $C_1$ . Obdobně se musí upravit výstup druhé větve usměrňovacího zdroje.

Stabilizátor záporného napětí se zvětšeným zatěžovacím proudem se doporučuje konstruovat podle zapojení na obr. 41. K rozšíření stabilizátoru je vhodný tranzistor n-p-n typu KD503, při menších napětích typy KD501 či KD502, příp. nový typ KD3055. Odpor rezistoru  $R_1$  se vypočte podle vztahu



Obr. 38. Vnitřní elektrické zapojení stabilizátorů záporného napětí řady 1PH7900CP



Obr. 41. Zapojení stabilizátoru záporného napětí se zvětšeným zatěžovacím proudem než má použitý obvod 1PH7900CP

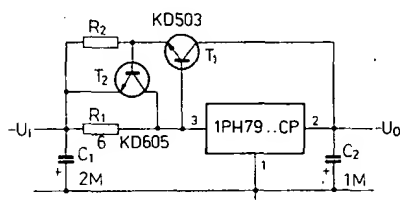
$$R_1 = \frac{U_{BE}}{I_R}$$

kde  $U_{BE}$  je napětí báze-emitor použitého tranzistoru,  $I_R$  je proud regulátoru, který protéká rezistorem  $R_1$ .

Klidový proud regulátoru silně závisí na proudovém zesilovacím činiteli použitého tranzistoru  $T_1$ . Platí pro něj závislost

$$I_Q = h_{21E} (I_1 / R_1)$$

Stabilizátor rozšířený o výkonový tranzistor a tranzistorovou ochranu výstupu proti zkratu je na obr. 42. Jako výkonová součástka slouží opět tranzistor  $T_1$  typu



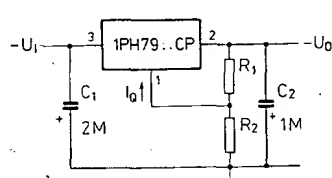
Obr. 42. Stabilizátor záporného napětí pro větší proudové zatížení s ochranou proti zkratu

KD503 (příp. typ s menším napětím kolektorů), jako ochranný tranzistor  $T_2$  je vhodný typ v provedení n-p-n s menším ztrátovým výkonem (např. KD605, KD333 apod.). Ochranný rezistor ve vývodu emitoru tranzistoru  $T_1$  se vypočte podle vztahu

$$R_2 = \frac{U_{BE(T2)}}{I_{R2}}$$

kde  $U_{BE}$  je napětí báze-emitor tranzistoru  $T_2$ ,  $I_{R2}$  proud protékající rezistorem  $R_2$ .

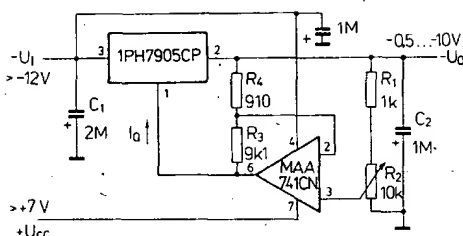
Stabilizátor záporného napětí s výstupním napětím větším než má použitý integrovaný obvod je na obr. 43. Zapojení, které je obdobou základního zapojení



Obr. 43. Zapojení stabilizátoru záporného napětí s vyšším výstupním napětím než má integrovaný obvod

stabilizátoru, je rozšířeno o odporový dělič  $R_1$ ,  $R_2$ , na jehož střed se připojí zemnicí vývod integrovaného obvodu. Výstupní napětí se vypočte podle

$$-U_0 = U_{2/1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{O2} R_2$$



Obr. 44. Stabilizátor záporného napětí s integrovaným obvodem 1PH7905CP, které lze řídit v rozsahu od -0,5 do -10 V

Úbytek napětí na rezistoru  $R_2$  zvětšuje výstupní napětí na požadovanou velikost. Použije-li se místo pevných rezistorů  $R_1$ ,  $R_2$  rezistor s proměnným odporem, lze plynule regulovat výstupní napětí.

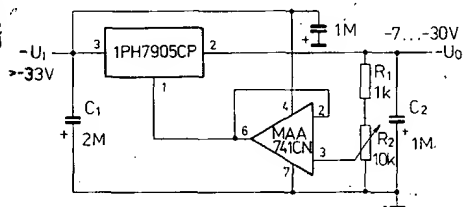
Zajímavé je zapojení stabilizátoru záporného napětí s integrovaným obvodem 1PH7905CP podle obr. 44, který pracuje ve spojení s operačním zesilovačem MAA741CN. Jeho výstupní napětí lze plynule řídit potenciometrem  $R_2$  v rozsahu od -0,5 do -10 V. Pracovní regulační rozsah napětí na výstupu je podmíněn napájecím napětím, které musí být větší než -12 V, druhé napájecí napětí operačního zesilovače větší než +7 V. Je to další ze zapojení, jak získat nestandardní výstupní stabilizované napětí při daném typu integrovaného obvodu, který máme k dispozici. Napětí, získané na proměnném odporu  $R_2$ , se připočítává k regulovanému výstupnímu napětí  $U_{2/1}$  na svorkách integrovaného obvodu. Použije-li se integrovaný obvod s výstupním napětím 5 V, určí se výstupní napětí stabilizované napětí podle vztahu

$$-U_0 = U_{2/1} \frac{R_1 + R_2}{11R_1}$$

nebo po zjednodušení

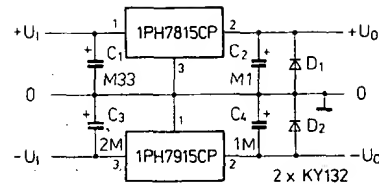
$$-U_0 = 0,45 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Upravené zapojení stabilizátoru záporného napětí podle obr. 45, které rovněž pracuje s obvodem 1PH7905CP a operačním zesilovačem MAA741, lze použít tam, kde potřebujeme velký rozsah regulovaného záporného napětí. V našem případě je to rozsah -7 V až -30 V za podmínky, že vstupní napájecí napětí bude větší než -33 V.



Obr. 45. Stabilizátor záporného napětí s integrovaným obvodem 1PH7905CP, které lze řídit v rozsahu od -7 do -30 V

K napájení operačních zesilovačů či jiných analogových obvodů se vyžadují obvykle dva zdroje napětí opačné polarizity. Tento požadavek lze velmi elegantně řešit konstrukcí zdroje kladného a záporného napětí, který využívá vlastností integrovaných stabilizátorů pevného kladného napětí řady 1PH7800CP a záporného napětí 1PH7900CP. Zapojení podle obr. 46 používá integrované obvody s jmenovitým výstupním napětím +15 V a -15 V, které se nejčastěji používají k napájení

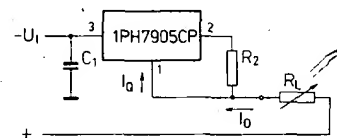


Obr. 46. Stabilizátor kladného a záporného napětí  $\pm 15$  V pro zatížení proudem do 1 A, vhodný pro napájení operačních zesilovačů

operačních zesilovačů běžných typů. Ze zdroje lze odebrat stabilizovaný proud do 1 A. Stejným způsobem lze konstruovat zdroje s nesymetrickými napětími volbou integrovaných obvodů s odlišnými výstupními napětími (např. +12 V, -5 V apod.).

Diody KY132 připojené ve zpětném směru na obou výstupech nejsou nutné v případě trvale připojené zátěže vůči zemi. Je-li zátěž připojena mezi oba výstupy, může v okamžiku připojení zátěže dojít k přetížení a poškození jednoho ze zdrojů a to zvláště tehdy, kdy se vstupní napětí jednoho regulátoru zvětšuje rychleji než regulátoru druhého. Diody, které zabezpečují vhodný průběh startu regulátorů, jsou rovněž ochranou proti „parazitnímu“ chování stabilizačního zapojení při vypínání zdroje. Diody se mají volit tak, aby jejich přípustný propustný proud činil nejméně polovinu výstupního proudu zdroje. Velmi dobře vyhoví diody řady KY132 s nejmenším závěrným napětím nebo dovožené diody řady 1N4001, 1N4002 či podobné.

Podobně jako s regulátory kladného napětí lze i s regulátory záporného napětí konstruovat regulátory konstantního (záporného) proudu. Nejjednodušší zapojení je uvedeno na obr. 47. Výstupní proud se vypočte ze vztahu



Obr. 47. Základní zapojení regulátoru konstantního proudu s obvodem 1PH79...CP

$$I_O = \frac{U_{2/1}}{R_1} + I_{O1}$$

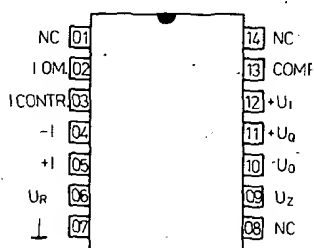
kde  $U_{2/1}$  je výstupní napětí integrovaného obvodu. Vstupní napájecí napětí musí být dostatečně větší, neboť musí vyrovnat úbytek napětí na proudovém regulátoru. V žádném případě však nesmí napájecí napětí překročit maximální dovolené vstupní napětí použitého integrovaného obvodu.

### Přesný stabilizátor napětí, UL7523N

Monolitický integrovaný obvod UL7523N polské výroby Unitra-CEMI je přesný stabilizátor napětí, který lze používat v napájecích zdrojích kladného i záporného regulovatelného napětí. Obvod se vyznačuje ve vhodném zapojení možností regulovat výstupní napětí od 2 V do

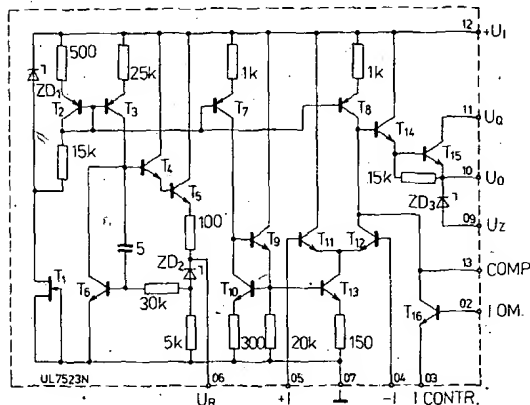
37 V, má tepelně kompenzovaný zdroj referenčního napětí, který zaručuje velmi dobré tepelné vlastnosti stabilizovaného zdroje, výstupní proud obvodu je vnitřně omezen v případě přetížení. Obvod může pracovat s vnějšími výkonovými tranzistory, kterými lze zvětšit zatěžovací proud stabilizovaného zdroje. S obvodem UL7523N lze konstruovat napájecí zdroje napětové i proudové.

Stabilizátor napětí UL7523N se dodává v plastovém pouzdru DIL-14 s 2x sedmi vývody ve dvou řadách (pouzdro CEMI typu CE70). Vývody: 1 – nezapojen, 2 – proudové omezení, 3 – proudové řízení, 4 – invertující vstup, 5 – neinvertující vstup, 6 – zdroj referenčního napětí, 7 – zemnicí bod, 8 – nezapojen, 9 – výstup přes Zenerovu diodu, 10 – výstupní stabilizované napětí, 11 – napájení výstupního tranzistoru (vývod kolektoru), 12 – vstupní nestabilizované napájecí napětí, 13 – kmitočtová kompenzace, 14 – nezapojen. Zapojení vývodů stabilizátoru je na obr. 48.

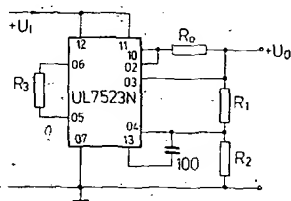


Obr. 48. Zapojení vývodů stabilizátorů UL7523N, 1PH723P, 1PH723CP

Vnitřní elektrické zapojení stabilizátoru UL7523N je na obr. 49. Mezní a charakteristické údaje obsažené v tabulce se vztá-



huji k základním provozním zapojením na obr. 50 a 51. Pomocí obvodu UL7523N lze konstruovat celou řadu stabilizačních zapojení, která již byla i v naší odborné literatuře popsána. Obvod je prakticky



Obr. 50. Stabilizátor s volitelným výstupním napětím 7 až 35 V s obvodem UL7523N

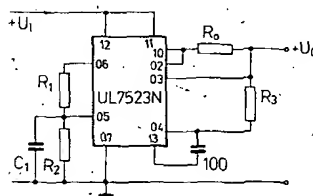
#### Elektrické údaje UL7523N

##### Mezní údaje ( $\vartheta_a = +25^\circ\text{C}$ )

Vstupní napětí:  $U_1 = 40\text{ V}$   
Ztrátový výkon celkový:  $P_{\text{tot}} = 700\text{ mW}$   
Rozsah provozních teplot okolí:  $\vartheta_a = 0\text{ až } +70^\circ\text{C}$   
Rozsah skladovacích teplot:  $\vartheta_{\text{stg}} = -40\text{ až } +125^\circ\text{C}$

##### Charakteristické údaje ( $\vartheta_a = +25^\circ\text{C}$ )

Vstupní napájecí napětí:  $U_1 = 9,5\text{ až } 40\text{ V}$   
Výstupní stabilizované napětí:  $U_0 = 2\text{ až } 37\text{ V}$   
Změna výstupního stabilizovaného napětí v závislosti na vstupním napětí ( $U_0 = 5\text{ V}, I_0 = 1\text{ mA}$ ):  
 $12\text{ V} \leq U_1 \leq 40\text{ V}$ :  $\Delta U_{0(U1)} = \text{jmen. } 5; \pm 25\text{ mV}$   
 $12\text{ V} \leq U_1 \leq 15\text{ V}, \vartheta_a = 0\text{ až } +70^\circ\text{C}$ :  $\Delta U_{0(U1)} \leq 15\text{ mV}$   
Změna výstupního stabilizovaného napětí v závislosti na zatěžovacím proudu ( $U_1 = 12\text{ V}, U_0 = 5\text{ V}$ ):  
 $1\text{ mA} \leq I_0 \leq 50\text{ mA}$ :  $\Delta U_{0(I0)} = \text{jmen. } 1,5; \pm 10\text{ mV}$   
 $1\text{ mA} \leq I_0 \leq 50\text{ mA}, \vartheta_a = 0\text{ až } +70^\circ\text{C}$ :  $\Delta U_{0(I0)} \leq 30\text{ mV}$   
Klidový napájecí proud,  $I_0 = 0\text{ A}, U_1 = 30\text{ V}$ :  $I_0 = \text{jmen. } 2,3; \pm 4\text{ mA}$   
Referenční napětí:  $U_R = \text{jmen. } 7,15; 6,8\text{ až } 7,5\text{ V}$   
Výstupní proud zkratový,  $U_0 = 0\text{ V}, R_0 = 10\ \Omega$ :  $I_{0S} = 65\text{ mA}$   
Výstupní napětí šumové, BW = 100 Hz až 10 kHz:  $U_{0N} = 20\ \mu\text{V}$   
 $C_1 = 0\text{ pF}$ :  $U_{0N} = 2,5\ \mu\text{V}$   
 $C_1 = 5\ \mu\text{F}$ :  
Teplotní součinitel stabilizovaného napětí  $U_1 = 12\text{ V}, \vartheta_a = 0^\circ\text{C až } +70^\circ\text{C}$ :  $\Delta U_0 / \Delta \vartheta_a \leq \text{jmen. } 15; \pm 52,5\text{ mV/K}$



Obr. 51. Stabilizátor s volitelným výstupním napětím 2 až 7 V s obvodem UL7523N

se změni výstupní napětí v průměru jen o 1,5 mV, při změně zatěžovacího proudu o 50 mA bude činit změna výstupního napětí průměrně 4,5 mV.

Zapojení stabilizátoru podle obr. 51 je vhodné pro stabilizaci malého napětí v rozsahu 2 V až 7 V. Rovněž u tohoto zapojení závisí výstupní stabilizované napětí na odporech rezistorů  $R_1$  a  $R_2$ . Pro nejpoužívanější výstupní napětí uvádí tabulka potřebné odpory rezistorů.

$U_0$ [V]	$R_1$ [k $\Omega$ ]	$R_2$ [k $\Omega$ ]
3	4,12	3,01
5	2,15	4,99
6	1,15	6,04

Odpor rezistoru  $R_3$  se vypočte stejně jako v předcházejícím případě. Při výstupním stabilizovaném napětí 5 V se změni výstupní napětí průměrně o 1,5 mV.

#### Přesné stabilizátory napětí řady 1PH723

Stabilizátory kladného napětí řady 1PH723 jsou přesné stabilizátory regulovatelného výstupního napětí bulharské výroby podniku NPCK v Botevgradu, které se vyznačují velkou tepelnou stálostí. Jejich funkční blokové zapojení je v podstatě stejné jako stabilizátorů TESLA MAA723, příp. polských součástek UL7523N, proto je blíže nepopisujeme. Hlavní rozdíly jsou v elektrických údajích a ve vnějším provedení. Stabilizátory se používají v mnoha elektronických přístrojích, dovezených k nám z BLR. Hlavní obor použití je v napájecích obvodech přístrojů analogové, analogové-číslicové techniky, v měřicích, regulačních a automatizačních přístrojích.

Integrované obvody, označené typovým znakem 1PH723 a 1PH723C se dodávají v kovových pouzdrech K18 (obdoba TO-5) s deseti drátovými vývody, typy 1PH723P, 1PH723CP v plastových pouzdrech K12 (obdoba pouzdra DIL-14) s 2x sedmi vývody ve dvou řadách. Zapojení vývodů odpovídají mezinárodně rozšířeným typům stabilizátorů  $\mu\text{A}723$ . Zapojení vývodů stabilizátorů 1PH723, 1PH723C je

$U_0$ [V]	$R_1$ [k $\Omega$ ]	$R_2$ [k $\Omega$ ]
9	1,87	7,15
15	7,87	7,15
28	21	7,15

Odpor rezistoru  $R_3$  je dán vztahem

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Přesnost stabilizace výstupního napětí je značná. Při změně vstupního napětí o 3 V



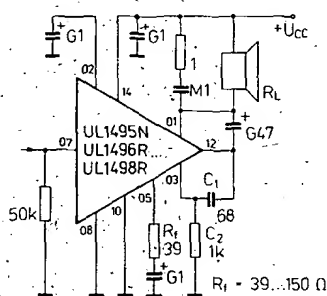


Mezní údaje ( $\theta_a = +25^\circ\text{C}$ )	
Napájecí napětí: UL1497K, R:	$U_{CC} = 6 \text{ až } 12 \text{ V}$ , $U_{CC} = 6 \text{ až } 15 \text{ V}$ .
Výstupní proud UL1495N:	$I_O = 0,5 \text{ A}$ ,
UL1495K, R, UL1497K, R:	$I_O = 1,0 \text{ A}$ ,
UL1498K, R:	$I_O = 1,5 \text{ A}$ .
Ztrátový výkon bez chladiče UL1495N:	$P_{tot} = 0,6 \text{ W}$ ,
UL1496K, R až UL1498K, R:	$P_{tot} = 1,0 \text{ W}$ ,
s ideálním chlazením UL1496R až UL1498R:	$P_{tot} = 3,0 \text{ W}$ .
Rozsah pracovních teplot okolí:	$\theta_a = -25 \text{ až } +70^\circ\text{C}$ .
Rozsah skladovacích teplot:	$\theta_{stg} = -40 \text{ až } +125^\circ\text{C}$ .
Charakteristické údaje ( $\theta_a = +25^\circ\text{C}$ , $R_1 = 39 \Omega$ )	
UL1495N: $U_{CC} = 9 \text{ V}$ , $R_L = 15 \Omega$ , UL1496K, R: $U_{CC} = 9 \text{ V}$ , $R_L = 8 \Omega$ , UL1497K, R: $U_{CC} = 12 \text{ V}$ , $R_L = 8 \Omega$ , UL1498K, R: $U_{CC} = 9 \text{ V}$ , $R_L = 4 \Omega$ .	
Klidový napájecí proud: UL1497K, R:	$I_{CCO} = \text{jmen. } 6; \leq 10 \text{ mA}$ , $I_{CCO} = \text{jmen. } 8; \leq 10 \text{ mA}$ .
Výstupní výkon $f = 1 \text{ kHz}$ , $k = 10\%$ , UL1495N:	$P_O = \text{jmen. } 0,65; \geq 0,5 \text{ W}$ ,
UL1496K, R:	$P_O = \text{jmen. } 1,2; \geq 1,0 \text{ W}$ ,
UL1497K, R, UL1498K, R:	$P_O = \text{jmen. } 2,1; \geq 1,9 \text{ W}$ ,
$f = 1 \text{ kHz}$ , $k = 2,5\%$ , UL1495N:	$P_O = 0,5 \text{ W}$ ,
UL1496K, R:	$P_O = 1,0 \text{ W}$ ,
UL1497K, R, UL1498K, R:	$P_O = 1,9 \text{ W}$ .
Zkreslení $P_O = 0,15 \text{ W}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , UL1495N:	$k \leq 0,2; \leq 1\%$ ,
$P_O = 0,5 \text{ W}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , UL1496K, R až UL1498K, R:	$k \leq 0,3; \leq 1\%$ .
Napěťový zisk $P_O = 0,15 \text{ W}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , UL1495N:	$A_u = \text{jmen. } 46; 41 \text{ až } 50 \text{ dB}$ .
$P_O = 0,5 \text{ W}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , UL1496K, R až UL1498K, R:	$A_u = \text{jmen. } 46; 41 \text{ až } 50 \text{ dB}$ .
Účinnost $P_O = 0,53 \text{ W}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , UL1495N:	$\eta = 65\%$ ,
$k = 10\%$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , UL1496K, R až UL1497K, R:	$\eta = 70\%$ ,
UL1498K, R:	$\eta = 65\%$ .
Vstupní odpor při $f = 1 \text{ kHz}$ :	$R_i \geq 1 \text{ M}\Omega$ .
Vstupní napětí (citlivost) $P_O = 50 \text{ mW}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , UL1495N:	$U_i = \text{jmen. } 4,3; 2,0 \text{ až } 20 \text{ mV}$ ,
UL1496K, R až UL1497K, R:	$U_i = \text{jmen. } 3,2; 1,5 \text{ až } 15 \text{ mV}$ ,
UL1498K, R:	$U_i = \text{jmen. } 2,0; 1,0 \text{ až } 10 \text{ mV}$ .
Šumové napětí na výstupu, $U_i = 0 \text{ V}$ :	$U_{ON} = 1,0 \text{ mV}$ .
Šířka přenášeného pásma: Vstupní klidový proud:	$BW = 15 \text{ kHz}$ .
Součinitel potlačení vlivu napájecího napětí <sup>1)</sup> , $f = 100 \text{ Hz}$	$I_{IB} = 50 \text{ nA}$ , $SVR = 37 \text{ dB}$ .

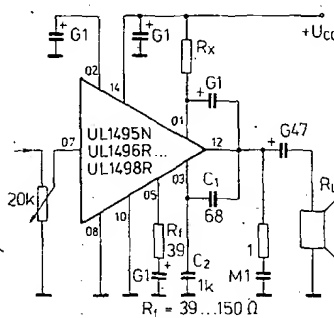
1) Platí při použití integrovaného obvodu v zapojení s reproduktorem připojeným mezi výstup a zem.

vývodem připojen na zemní potenciál. V obou případech se musí volit odpor zpětnovazebního rezistoru  $R_1$  v rozmezí 39 až 150  $\Omega$ . Předností zesilovače s uzem-

ným reproduktorem je možnost použít reproduktor o impedanci 8 nebo 4  $\Omega$ . Podle impedance se musí volit i odpor rezistoru  $R_1$ . Při impedanci 8  $\Omega$  musí být 100  $\Omega$ , při 4  $\Omega$  jen 60  $\Omega$ . Elektrické údaje zesilovačů jsou stejné (viz tabulku charakteristických údajů).



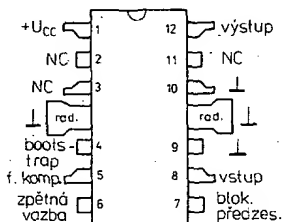
Obr. 54. Doporučené zapojení zesilovače s UL1495N až UL1498R se zátěží mezi výstupem a kladným pólem napájecího napětí



Obr. 55. Doporučené zapojení zesilovače s UL1495N až UL1498R se zátěží mezi výstupem a zemí;  $R_x$  nutno volit podle typu zátěže: při  $R_L = 8 \Omega$  je  $R_x = 100 \Omega$ , při 4  $\Omega$  je 68  $\Omega$

## Nf zesilovač středního výkonu, ULA6481P, ULA6481T

Monolitický integrovaný nízkofrekvenční zesilovač středního výkonu ULA6481P, ULA6481T s výstupním výkonem 6 W je určen pro použití v elektronických přístrojích, kde je žádoucí rozšířený rozsah provozních teplot od  $-40$  do  $+80^\circ\text{C}$ . Obvod se vyznačuje možností zatížit jej velkým výstupním proudem do 3 A, velkou účinností v provozu, malým nelineárním zkreslením, malým šumem. Je vybaven integrovaným ochranným obvodem proti tepelnému přetížení, obvodem proti výkonovému a proudovému přetížení, který pracuje, nepřekročí-li napájecí napětí 15 V. Součástka se dodává v plastovém pouzdru s  $2 \times$  šesti vývody a dvěma širokými chladičnými vývody uprostřed nich. Typ ULA6481P je v pouzdru typu CE74 s vývody rozdělenými do dvou řad, střední vývody chladičů jsou tvarovány do třetí řady, ULA6481T má oba chladičové vývody netvarované v rovině kratší osy pouzdra.

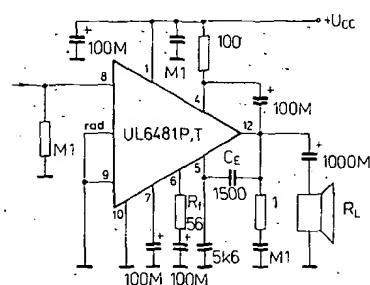


Obr. 56. Zapojení vývodů zesilovačů ULA6481P, ULA6481T

Vývody: 1 – kladné napájecí napětí  $U_{CC}$ , 4 – vazba „bootstrap“, 5 – kmitočtová kompenzace, 6 – zpětná vazba, 7 – potlačení vazby předzesilovače, 8 – vstup, 9 – zemnicí bod předzesilovače, 10 – zemnicí bod zesilovače výkonu, 12 – výstup, 2, 3, 11 – neobsazené vývody. Zapojení vývodů je uvedeno na obr. 56.

### Doporučená zapojení

Výrobce doporučuje zapojení nf zesilovače je uvedeno na obr. 57. Reprodukční s impedancí 4  $\Omega$  se připojuje přes elektrolytický kondenzátor 1000  $\mu\text{F}$  na výstup, druhým vývodem na zemní potenciál. Použije-li k napájení napětí 14,4 V, je výstupní výkon zesilovače prům. 4,6 W, minimální zaručovaný výkon je 3,5 W při zkreslení 2,5 %. Šířka přenášeného pásma závisí na kapacitě kondenzátoru  $C_e$ . Při doporučené kapacitě 1500 pF je šířka přenášeného pásma (pro pokles  $-3 \text{ dB}$ ) 40 až 10 000 Hz. Zmenší-li se kapacita kondenzátoru na 820 pF, bude šířka pásma 40 až 20 000 Hz.



Obr. 57. Doporučené zapojení nf zesilovače s ULA6481P, ULA6481T

Mezní údaje ( $\vartheta_a = +25^\circ\text{C}$ )	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 4 \text{ až } 20 \text{ V}$
Výstupní proud:	$I_O = 2,5 \text{ A}$
Výstupní proud vrcholový (neopakovatelný impuls):	$I_{OM} = 3,5 \text{ A}$
Ztrátový výkon celkový při ideálním chlazení:	$P_{tot} = 5 \text{ W}$
Rozsah pracovních teplot okolí:	$\vartheta_a = -40 \text{ až } +80^\circ\text{C}$
Rozsah skladovacích teplot:	$\vartheta_{stg} = -55 \text{ až } +150^\circ\text{C}$
Charakteristické údaje	
( $\vartheta_a = +25^\circ\text{C}$ , $U_{CC} = 14,4 \text{ V}$ , $R_L = 56 \Omega$ , není-li uvedeno jinak)	
Klídivý proud celkový:	$I_{CCQ} = \text{jmen. } 12; \leq 20 \text{ mA}$
Vstupní proud klidový:	$I_{IB} = \text{jmen. } 0,4; \approx 4 \mu\text{A}$
Vstupní odpor:	$R_i = 5 \text{ M}\Omega$
Výstupní výkon	
$R_L = 4 \Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , $k = 10\%$ :	$P_O = 6 \text{ W}$
$R_L = 4 \Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , $k = 2,5\%$ :	$P_O = \text{jmen. } 4,6; \approx 3,5 \text{ W}$
$U_{CC} = 9 \text{ V}$ , $R_L = 4 \Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , $k = 10\%$ :	$P_O = 2,5 \text{ W}$
$U_{CC} = 9 \text{ V}$ , $R_L = 4 \Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , $k = 2,5\%$ :	$P_O = 2,0 \text{ W}$
Celkové zesílení harmonickými	
$R_L = 4 \Omega$ , $P_O = 50 \text{ mW}$ až $3 \text{ W}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ :	$k = \text{jmen. } 0,3; \approx 1,5\%$
Napěťové zesílení	
$R_L = 4 \Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ :	$A_v = \text{jmen. } 37; 34 \text{ až } 40 \text{ dB}$
Vstupní napětí	
$R_L = 4 \Omega$ , $P_O = 6 \text{ W}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ :	$U_i = \text{jmen. } 80; \approx 220 \text{ mV}$
Přenášené pásmo ( $-3 \text{ dB}$ )	
$R_L = 4 \Omega$ , $C_E = 820 \text{ pF}$ :	$BW = 40 \text{ až } 20\,000 \text{ Hz}$
$R_L = 4 \Omega$ , $C_E = 1500 \text{ pF}$ :	$BW = 40 \text{ až } 15\,000 \text{ Hz}$
Vstupní šumový proud	
$BW = 20 \text{ až } 20\,000 \text{ Hz}$ :	$I_{IN} = 0,1 \text{ nA}$
Vstupní šumové napětí	
$BW = 20 \text{ až } 20\,000 \text{ Hz}$ , $R_G = 0 \Omega$ :	$U_{IN} = 2 \mu\text{V}$
Potlačení vlivu změn napájecího napětí	
$R_L = 4 \Omega$ , $f = 100 \text{ Hz}$ :	$SVR = 48 \text{ dB}$

### Nf zesilovač středního výkonu TBA790, TBA790K, TBA790T rumunské výroby IPRS

Řada integrovaných obvodů TBA790 představuje monolitické nízkofrekvenční zesilovače středního výkonu, určené pro použití v koncových stupních rozhlasových a televizních přijímačů, v gramofonech a malých zesilovačích, příp. levných gramofonech s piezoelektrickou snímací přenoskou. Jejich výrobcem je rumunský výrobce polovodičových součástek IPRS. Vnitřní elektrické zapojení popisovaných zesilovačů je prakticky shodné s integrovanými obvody řady UL1495N.

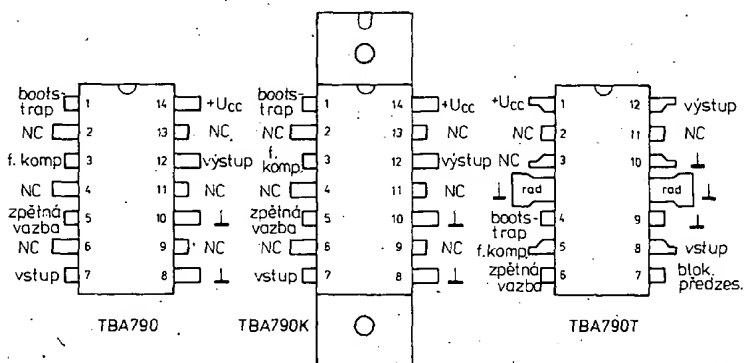
Z hlediska funkčního je obvod složen ze vstupního stupně, budicího stupně, koncového zesilovače a zdroje referenčního napětí. Použité regulační obvody zajišťují dobrou funkci v rozsahu širokého napájecího napětí a rozsahu pracovních

teplot. Zesilovač se vyznačuje velkým rozkmitem výstupního napětí, který je závislý na použitém napájecím napětí, dále samočinně se nastavujícím předpětím, velkou vstupní impedancí a malou spotřebou proudu v klidovém stavu, kterou zajišťuje regulátor s řadou diod.

Zesilovače se dodávají ve třech provedeních pouzdra. Základní typ TBA790 je v plastovém pouzdru QIL typu CB155 s 2 x šesti vývody tvarovanými do čtyř řad a středními tvarovanými chladičnými vývody. Zapojení vývodů všech tří typů zesilovačů je uvedeno na obr. 58.

Vývody TBA790T: 1 – kladné napájecí napětí  $U_{CC}$ , 4 – vazba „bootstrap“, 5 – kmitočtová kompenzace, 6 – zpětná vazba, 7 – potlačení vazby předzesilovače, 8 – vstup, 9 – zemnicí bod předzesilovače, 10 – zemnicí bod zesilovače výkonu, 12 – výstup, 2, 3, 11 – neobsazené vývody.

Zapojení vývodů TBA790 a TBA790K je prakticky zcela shodné se zapojením ob-

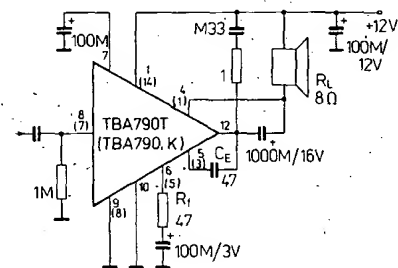


Obr. 58. Zapojení vývodů nf zesilovačů TBA790, TBA790K, TBA790T

vodů řady UL1495N s výjimkou vývodu č. 2, který rumunský výrobce nevyužívá k blokování předzesilovače.

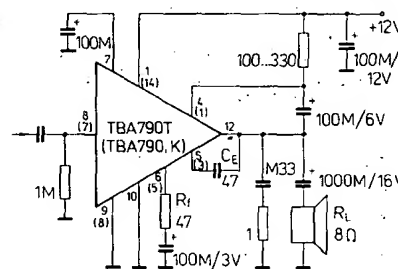
### Doporučená zapojení

Integrované zesilovače se doporučuje používat ve dvou základních zapojeních – s reproduktorem o impedanci  $8 \Omega$  připojeným mezi výstup přes kondenzátor  $1000 \mu\text{F}$  a kladné napájecí napětí  $U_{CC}$  podle zapojení na obr. 59, nebo s repro-



Obr. 59. Nf zesilovač s TBA790T se zátěží mezi výstupem a kladným napájecím napětím

duktorem druhým vývodem připojeným na zemní potenciál podle obr. 60. V obou případech se zesilovač napájí napětím 12 V. Největší účinnosti a výstupního výkonu zesilovače se dosáhne s reproduk-



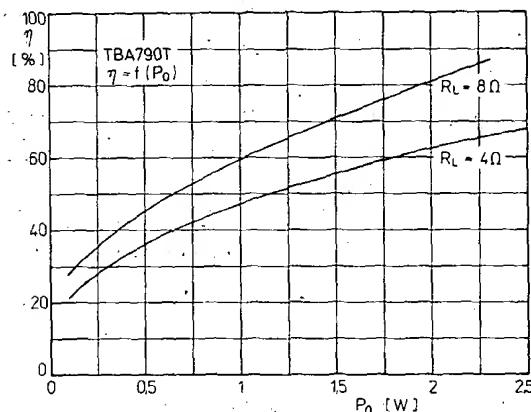
Obr. 60. Nf zesilovač s TBA790T se zátěží mezi výstupem a zemí

torem o impedanci  $8 \Omega$ , kdy při výstupním výkonu  $2 \text{ W}$  je účinnost okolo  $80\%$ . Méně výhodné i méně ekonomické je použití reproduktoru s impedancí  $4 \Omega$ , které výrobce součástky doporučuje s výhradou. Při stejném výstupním výkonu je účinnost zapojení pouze o něco málo větší než  $60\%$ . Typický průběh účinnosti v závislosti na výstupním výkonu při provozu obvodu TBA790 jako nf zesilovače s reproduktory o impedanci  $8 \Omega$  a  $4 \Omega$  je na obr. 61. Klidový proud, který odebírá nevybuzený zesilovač ze zdroje, je při napájecím napětí  $12 \text{ V}$  asi  $7,5 \text{ mA}$ . K oběma doporučeným zapojením ještě vysvětlení. Číslování vývodů platí při použití obvodu TBA790T, číslování v závorkách pro obvody TBA790 a TBA790K.

Přenosová charakteristika nf zesilovačů s obvodem TBA790T je lineární v širokém kmitočtovém rozsahu od  $150$  do  $20\,000 \text{ Hz}$  za předpokladu, že se použije kondenzátor  $C_E$  s kapacitou  $68 \text{ pF}$ . Vliv kapacity tohoto kondenzátoru na napěťové zesílení v kmitočtovém rozsahu od  $1$  do  $30 \text{ kHz}$  je na obr. 62, vliv poklesu napěťového zisku v dB v kmitočtovém rozsahu od  $50 \text{ Hz}$  do  $60 \text{ kHz}$  na obr. 63. Z uvedených diagramů lze jednoznačně usoudit,

Mezní údaje ( $\theta_a = +25^\circ\text{C}$ )	
Napájecí napětí: TBA790:	$U_{CC} = 15\text{ V},$ $U_{CC} = 9\text{ V}.$
Výstupní proud vrcholový:	$I_{OM} = 1,5\text{ A}.$
Teplota přechodu:	$\theta_j = 125^\circ\text{C}.$
Rozsah provozních teplot okolí:	$\theta_a = -25\text{ až } +70^\circ\text{C}.$
Rozsah skladovacích teplot:	$\theta_{stg} = -25\text{ až } +125^\circ\text{C}.$
Teplotní odpor přechod-okolí	
TBA790:	$R_{thja} = 100\text{ K/W}.$
TBA790K:	$R_{thja} = 60\text{ K/W}.$
TBA790T:	$R_{thja} = 80\text{ K/W}.$
Teplotní odpor přechod-pouzdro <sup>1)</sup>	
TBA790K:	$R_{thjc} = 15\text{ K/W}.$
TBA790T:	$R_{thjc} = 10\text{ K/W}.$
Charakteristické údaje	
( $\theta_a = +25^\circ\text{C}, C_E = 68\text{ pF}, R_L = 39\ \Omega$ , není-li uvedeno jinak)	
Napájecí napětí	
TBA790:	$U_{CC} = 4,5\text{ až } 9\text{ V}.$
TBA790K, TBA790T:	$U_{CC} = 4,5\text{ až } 15\text{ V}.$
Klídivý proud celkový	
$U_{CC} = 9\text{ V}, U_I = 0\text{ V}:$	$I_{CCQ} \leq 10\text{ mA}.$
$U_{CC} = 6\text{ V}, U_I = 0\text{ V}:$	$I_{CCQ} \leq 5\text{ mA}.$
Vstupní klídivý proud:	
	$I_{IB} = 50\text{ nA}.$
Vstupní odpor:	
	$R_I = 50\text{ M}\Omega.$
Výstupní výkon	
$R_L = 8\ \Omega, f = 1\text{ kHz}, k = 10\%$	
$U_{CC} = 9\text{ V}, \text{TBA790:}$	$P_O \approx 1\text{ W}.$
$U_{CC} = 12\text{ V}, \text{TBA790K, TBA790T:}$	$P_O \approx 2,1\text{ W}.$
Celkové zkreslení harmonickými, $R_L = 8\ \Omega, f = 1\text{ kHz}, P_O = 0,5\text{ W}$	
$U_{CC} = 9\text{ V}, \text{TBA790:}$	$k \approx 1\%.$
$U_{CC} = 12\text{ V}, \text{TBA790K, TBA790T:}$	$k \approx 1\%.$
Napěťový zisk	
$U_{CC} = 9\text{ V}, R_L = 8\ \Omega, f = 1\text{ kHz},$	
$P_O = 0,5\text{ W}, R_I = 39\ \Omega \pm 1\%:$	$A_u = 43\text{ až } 49\text{ dB}.$
Výstupní napětí stejnosměrné	
$U_{CC} = 9\text{ V}, U_I = 0\text{ V}:$	$U_O = \text{jmen. } 4,5; 4,2\text{ až } 4,8\text{ V}.$
$U_{CC} = 12\text{ V}, U_I = 0\text{ V}:$	$U_O = \text{jmen. } 6,0; 5,6\text{ až } 6,4\text{ V}.$
Vstupní šumové napětí	
$U_{CC} = 9\text{ V}, R_L = 8\ \Omega, R_G = 10\text{ k}\Omega,$	
$BW = 200\text{ až } 12\ 000\text{ Hz:}$	$U_{IN} = \text{jmen. } 4; \leq 20\ \mu\text{V}.$

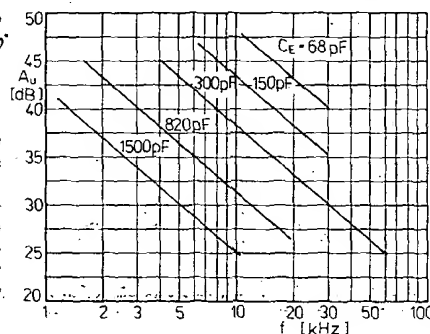
1) Tepelný odpor  $R_{thjc}$  se měří mezi přechodem a pouzdrům v místě styku chladičového vývodu s chladičem.



Obr. 61. Závislost účinnosti  $\eta$  zesilovače s TBA790T na výstupním výkonu pro zátěže  $8\ \Omega$  a  $4\ \Omega$

že optimální kapacita je  $68\text{ pF}$ . S tímto kondenzátorem výrobce měří ve výrobě všechny součástky.

Jako další zajímavý příklad použití obvodu TBA790T je zapojení relaxačního oscilátoru podle obr. 64. Při změně napájecího napětí se musí upravovat odpor vstupního rezistoru  $R_1$  podle tabulky v obrázku.



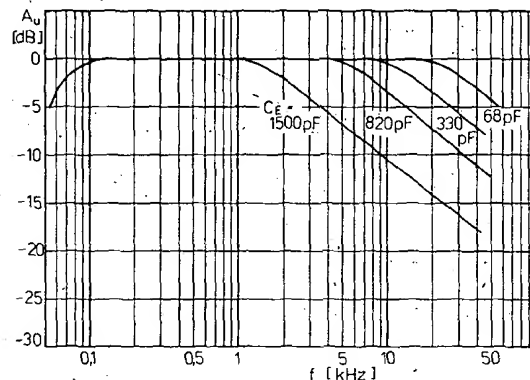
Obr. 62. Napěťový zisk zesilovače s TBA790T v závislosti na kmitočtu pro různé kapacity  $C_E$

## Nf zesilovače výkonu 7 W, TBA810S, TBA810AS, TBA810DS, TBA810DAS

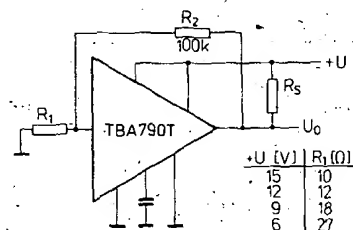
Monolitické integrované obvody TBA810S, TBA810AS, TBA810DS, TBA810DAS maďarské výroby, MEV (dříve Tungsram) jsou nízkofrekvenční zesilovače výkonu 7 W, pracující ve třídě B, určené pro nf zesilovače v rozhlasových přijímačích, zesilovačích, magnetofonech a gramofonech. Se zatěžovacím odporem  $4\ \Omega$  odevzdají při napájecím napětí 16 V výstupní výkon průměrně 7 W, při napětí 14,4 V výkon 6 W, při 9 V výkon 2,5 W; při 6 V ještě výkon 1 W. Integrované obvody lze zatěžovat výstupním proudem až 2,5 A. Jejich účinnost je při výstupním výkonu 6 W průměrně 75 % při malém zkreslení signálu harmonickými. Vnitřní elektrické zapojení obvodů je na obr. 65.

Po stránce elektrické jsou obvody TBA810S, AS a TBA810DS, DAS stejné. Rozdíl spočívá v přepětové ochraně, kterou jsou navíc vybaveny obvody TBA810DS, TBA810DAS. Proto jsou tyto součástky velmi vhodné pro nasazení v automobilových přijímačích. Obě řady zesilovačů jsou vybaveny tepelnou ochranou, lze je napájet napětím v širokém rozsahu od 4 do 20 V, jejich výstupní proud může dosáhnout až 2,5 A. Součástky jsou v plastovém pouzdru s 2x šesti vývody tvarovanými do čtyř řad a středními širokými páskovými chladičnými vývody. Typy TBA810S, TBA810DS jsou v pouzdru (P3) 9 W, u něhož jsou široké chladič vývody tvarovány do třetí řady k pájení do plošných spojů. TBA810AS, TBA810DAS v pouzdru (P4) 9 W s rovnými chladičnými vývody pro přišroubování k chladiči. Obdobné typy západních výrobců mají stejné typové označení. Zapojení vývodů je na obr. 66.

Vývody: 1 – připoj kladného napájecího napětí  $U_{CC}$ , 2, 3 – nepoužito, 4 – vazba



Obr. 63. Závislost napěťového zisku na kmitočtu pro různé kapacity  $C_E$



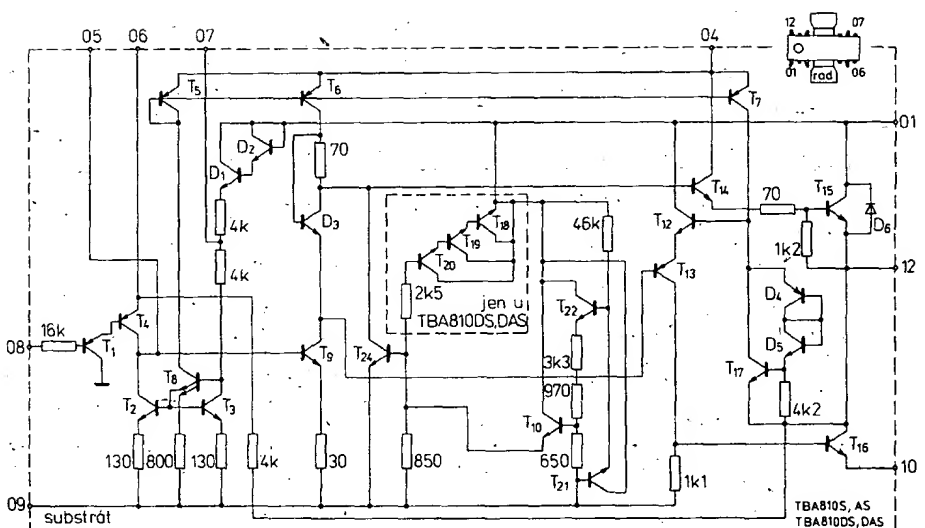
Obr. 64. Zapojení relaxačního oscilátoru s TBA790T

„bootstrap“, 5 – kmitočtová kompenzace, 6 – zpětná vazba, 7 – potlačení zvlnění napájecího napětí, 8 – vstup, 9 – zemnicí bod předzesilovače, substrát, 10 – zemnicí bod výkonového stupně, 11 – nepoužití, 12 – výstup.

Integrované obvody pracují obdobně jako již dříve popsané nf zesilovače UL1481P, UL1481T nebo součástky TESLA MBA810S, MBA810AS, které jsou funkčně stejné. Rozdíl je pouze u typů TBA810DS, TBA810DAS, jež mají navíc ve struktuře čipu integrovanou skupinu kaskádně zapojených tranzistorů  $T_{18}, T_{19}, T_{20}$ , připojenou k bázi tranzistoru  $T_{24}$  přes ochranný odpor  $R_{16}$ . Skupina tranzistorů slouží k ochraně integrovaného obvodu před přepětím.

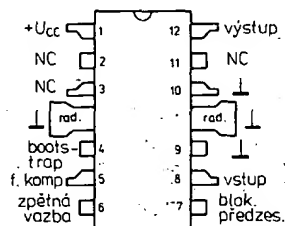
### Doporučená zapojení

Zapojení obou typů integrovaných obvodů v nízkofrekvenčních zesilovačích středního výkonu je podobné jako u ostatních popisovaných typů. Liší se malými obměnami. Na obr. 67 je zapojení se zatěžovacím odporem připojeným mezi výstup a zemní potenciál. Na obr. 68 je zátěž připojena mezi výstup a kladný pól napájecího zdroje. Oba způsoby zapojení zesilovačů jsou rovnocenné. Lze je napájet napětím od 6 do 16 V. Doporučené napájecí napětí je 16 V, s ním lze dosáhnout největšího výstupního výkonu. Požaduje-li se větší spolehlivost provozu, je vhodné napájet zesilovač napětím 14,4 V, které se blíží napájecímu napětí z autobaterie. Při něm lze dosáhnout výstupního výkonu průměrně 6 W, což postačuje pro většinu zamýšlených použití. Elektrické vlastnosti zesilovačů jsou uvedeny v ta-



Obr. 65. Vnitřní elektrické zapojení TBA810S, AS, DS, DAS

nout největšího výstupního výkonu. Požaduje-li se větší spolehlivost provozu, je vhodné napájet zesilovač napětím 14,4 V, které se blíží napájecímu napětí z autobaterie. Při něm lze dosáhnout výstupního výkonu průměrně 6 W, což postačuje pro většinu zamýšlených použití. Elektrické vlastnosti zesilovačů jsou uvedeny v ta-



Obr. 66. Zapojení vývodů TBA810S, TBA810AS, TBA810DS, TBA810DAS

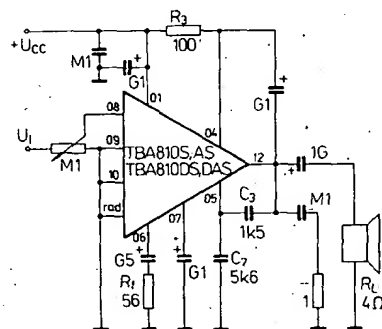
Elektrické údaje TBA810S, TBA810AS, TBA810DS, TBA810DAS maďarské výroby MEV (Tungsram)

### Mezní údaje

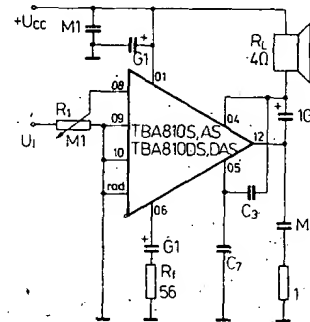
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 20 \text{ V.}$
Výstupní proud vrcholový, neopakovatelný:	$I_{OM} = 3,5 \text{ A.}$
Výstupní proud opakovatelný:	$I_O = 2,5 \text{ A.}$
Vstupní napětí, efektivní hodnota:	$U_i = 220 \text{ mV.}$
Ztrátový výkon celkový při $\theta_a = 70^\circ \text{C}$ :	$P_{tot} = 1 \text{ W.}$
$\theta_c = 100^\circ \text{C}$ :	$P_{tot} = 5 \text{ W.}$
Teplota přechodu:	$\theta_j = -40 \text{ až } +150^\circ \text{C.}$
Teplota při skladování:	$\theta_{stg} = -40 \text{ až } +150^\circ \text{C.}$
Teplota vývodů při pájení ( $t = 10 \text{ s}$ ):	$\theta_L = 260^\circ \text{C.}$

### Charakteristické údaje

$(\theta_a = +25^\circ \text{C}, U_{CC} = 14,4 \text{ V, není-li uvedeno jinak})$	
Příkon obvodu v klidu (vývod 1):	$I_{CC01} = \text{jmen. } 12; \leq 20 \text{ mA.}$
Vstupní klidový proud (vývod 8):	$I_{B8} = 0,4 \mu\text{A.}$
Výstupní výkon $R_L = 4 \Omega, f = 1 \text{ kHz, } k = 10 \%$	
$U_{CC} = 16 \text{ V:}$	$P_O = 7,0 \text{ W.}$
$U_{CC} = 14,4 \text{ V:}$	$P_O = 6,0 \text{ W.}$
$U_{CC} = 9 \text{ V:}$	$P_O = 2,5 \text{ W.}$
$U_{CC} = 6 \text{ V:}$	$P_O = 1,0 \text{ W.}$
Vstupní citlivost, $P_O = 6 \text{ W, } R_L = 4 \Omega, f = 1 \text{ kHz}$	
$R_i = 56 \Omega:$	$U_{i8} = 80 \text{ mV.}$
$R_i = 22 \Omega:$	$U_{i8} = 35 \text{ mV.}$
Výstupní klidové napětí (vývod 12):	$U_{O12} = \text{jmen. } 7,2; 6,4 \text{ až } 8,0 \text{ V.}$
Vstupní odpor (vývod 8):	$R_{i8} = 5 \text{ M}\Omega.$
Přenášené kmitočtové pásmo ( $-3 \text{ dB}$ )	
$R_L = 4 \Omega, C_3 = 820 \text{ pF:}$	$\text{BW} = 40 \text{ až } 20\,000 \text{ Hz.}$
$R_L = 4 \Omega, C_3 = 1500 \text{ pF:}$	$\text{BW} = 40 \text{ až } 20\,000 \text{ Hz.}$
Zkreslení harmonickými	
$P_O = 50 \text{ mW až } 3 \text{ W, } R_L = 4 \Omega, f = 1 \text{ kHz:}$	$k = 0,3 \%. $
Napěťové zesílení, $R_L = 4 \Omega, f = 1 \text{ kHz}$	
otevřené smyčky:	$A_{u0} = 80 \text{ dB.}$
uzavřené smyčky:	$A_u = \text{jmen. } 37; 34 \text{ až } 40 \text{ dB.}$
Vstupní šumové napětí	
$\text{BW} = 20 \text{ až } 20\,000 \text{ Hz, } R_O = 0 \Omega:$	$U_{IN} = 2 \mu\text{V.}$
Vstupní šumový proud	
$\text{BW} = 20 \text{ až } 20\,000 \text{ Hz:}$	$I_{IN} = 0,1 \text{ nA.}$
Účinnost, $P_O = 5 \text{ W, } R_L = 4 \Omega, f = 1 \text{ kHz:}$	$\eta = 70 \%. $
Potlačení zvlnění napájecího napětí	
$R_L = 4 \Omega, f = 100 \text{ Hz:}$	$\text{SVR} = 38 \text{ dB.}$
Teplotní odpor přechod-pouzdro	
TBA810S, TBA810DS:	$R_{thjc} = 12 \text{ K/W.}$
TBA810AS, TBA810DAS:	$R_{thjc} = 10 \text{ K/W.}$
Teplotní odpor přechod-okolí	
TBA810S, TBA810AS <sup>1)</sup> :	$R_{thja} = 70 \text{ K/W.}$
TBA810DS, TBA810DAS:	$R_{thja} = 80 \text{ K/W.}$



Obr. 67. Nf zesilovač s TBA810S, AS, DS, DAS se zátěží mezi výstupem a zemí



Obr. 68. Nf zesilovač s TBA810S, AS, DS, DAS se zátěží mezi výstupem a kladným napájecím napětím

1) Široké chladicí vývody připojeny k plošnému spoji s minimální plochou.

bulce elektrických údajů. Kapacity kondenzátorů  $C_3$ ,  $C_7$  jsou voleny s ohledem na nejvhodnější průběh přenosové charakteristiky. Jsou-li požadovány jiné přenášené šířky pásma, mohou se příslušně změnit jejich kapacity stejně jako odpor rezistorů  $R_i$ .

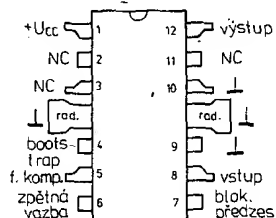
Z hlediska praktického je nutno připomenout, že uvedený výstupní výkon  $n_f$  zesilovačů je podmíněn dobře provedeným chlazením integrovaných obvodů. Nejen správná volba chladiče, ale i pečlivá montáž zaručují dobrý odvod škodlivého tepla z integrovaného obvodu.

## Nf zesilovač středního výkonu 5 W, TCA150T

Monolitický integrovaný nízkofrekvenční zesilovač středního výkonu 5 W TCA150T je vhodný pro koncové stupně rozhlasových přijímačů a zvukových kanálů v televizních přijímačích napájených ze sítě. Jejich výrobcem je rumunský výrobce polovodičových součástek IPRS. Integrovaný obvod se vyznačuje velkým rozkmitem výstupního napětí, závislým na napájecím napětí, samočinně pracujícím předpětím, velkým vstupním odporem typicky 50 M $\Omega$  a tepelnou ochranou proti přetížení. Optimální pracovní zátěž výstupu zesilovače je 4  $\Omega$ . Malý klidový proud zajišťuje regulátor s řadou diod.

Zesilovač se dodává v plastovém pouzdru CB-155 s 2x šesti vývody tvarovanými do čtyř řad a středními širokými páskovými chladičmi vývody opatřenými děrami pro přišroubování k chladiči.

Vývody: 1 – připojení kladného napájecího napětí  $U_{CC}$ , 4 – vazba „bootstrap“, 5 – kmitočtová kompenzace, 6 – zpětná vazba, 7 – potlačení vazby předzesilovače, 8 – vstup, 9 – zemnicí bod předzesilovače, 10 – zemnicí bod zesilovače výkonu, 12 – výstup, 2, 3, 11 – neobsazené vývody. Zapojení vývodů je na obr. 69. Ve srovnání



Obr. 69. Zapojení vývodů TCA150T

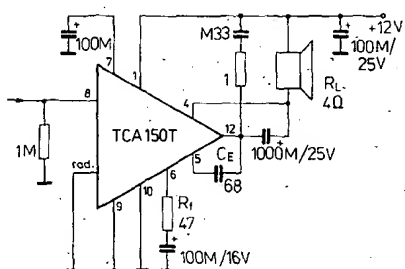
se starším  $n_f$  zesilovačem TBA790T je struktura systému nového obvodu rozšířena o tepelnou ochranu proti přetížení, která zabezpečuje větší provozní spolehlivost. Při překročení teploty přechodu 150  $^{\circ}\text{C}$  pracuje ochrana tak, že odpojuje koncový stupeň od vstupního stupně. Po stránce technologické jsou obvody vyrobeny přesnějšími výrobními postupy, proto výrobce rozšířil rozsah pracovních teplot okolí na  $-25$  až  $+70$   $^{\circ}\text{C}$ . S ohledem na bezporuchovou funkci se musí integrovaný obvod opatřit vhodným chladičem, účinným v provozu. Integrovaný obvod není vybaven ochranou proti zkratu na výstupu.

Typické doporučené zapojení  $n_f$  zesilovače s obvodem TCA150T je na obr. 70. Zátěžovací reproduktor je připojen mezi

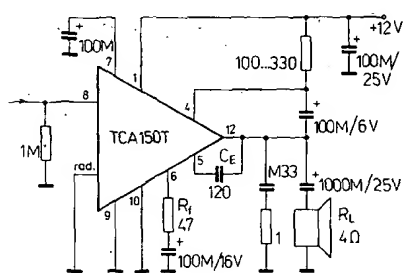
Elektrické údaje TCA150T rumunské výroby IPRS

Mezní údaje ( $\vartheta_a = 25$ $^{\circ}\text{C}$ )	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 18$ V.
Vstupní proud vrcholový:	$I_{OM} = 2,3$ A.
Teplota přechodu:	$\vartheta_j = 125$ $^{\circ}\text{C}$ .
Rozsah provozních teplot:	$\vartheta_a = -25$ až $+70$ $^{\circ}\text{C}$ .
Rozsah skladovacích teplot:	$\vartheta_{sig} = -25$ až $+125$ $^{\circ}\text{C}$ .
Tepelný odpor přechod-okolí:	$R_{thja} = 80$ K/W.
Tepelný odpor přechod-pouzdro <sup>1)</sup> :	$R_{thjc} = 10$ K/W.
Charakteristické údaje	
( $\vartheta_a = +25$ $^{\circ}\text{C}$ , $C_E = 68$ pF, $R_i = 39$ $\Omega$ , $U_{CC} = 14$ V, není-li uvedeno jinak.)	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 6$ až 18 V.
Klidový proud celkový:	$I_{CCO} \approx 20$ mA.
Vstupní klidový proud:	$I_{IB} = 50$ nA.
Vstupní odpor:	$R_i = 50$ M $\Omega$ .
Výstupní výkon	$P_O = \text{jmen. 5; } \approx 4,5$ W.
$R_L = 4$ $\Omega$ , $f = 1$ kHz, $k' = 10$ %:	$k \approx 1$ %.
Celkové zkreslení harmonickými	
$R_L = 4$ $\Omega$ , $f = 1$ kHz, $P_O = 0,5$ W:	
Napěťový zisk	$A_u = 43$ až 49 dB.
$R_L = 4$ $\Omega$ , $f = 1$ kHz, $P_O = 0,5$ W,	
$R_i = 39$ $\Omega \pm 1$ %:	
Výstupní stejnosměrné napětí	$U_O = \text{jmen. 7; 6,5 až 7,5 V.}$
$U_i = 0$ V:	
Vstupní šumové napětí $R_L = 4$ $\Omega$ , $R_G = 10$ k $\Omega$	$U_{IN} \approx 20$ $\mu\text{V}$ .
BW = 200 až 12 000 Hz:	

1) Tepelný odpor  $R_{thjc}$  se měří mezi přechodem a pouzdrům v místě styku chladičového vývodu s chladičem



Obr. 70. Nf zesilovač s TCA150T se zátěží mezi výstupem a kladným napájecím napětím



Obr. 71. Nf zesilovač s TCA150T se zátěží mezi výstupem a zemí

výstup a kladné napájecí napětí. Napěťové zesílení je dáno vztahem

$$A_u = \frac{8000}{R_i}$$

kde  $R_i$  je odpor zpětnovazebního rezistoru v  $\Omega$ . Šířku pásma určuje kapacita kondenzátoru  $C_E$ . Kapacita 68 pF, uvedená v zapojení, je volena s ohledem na optimální šířku přenášeného pásma.

Zapojení na obr. 71 využívá druhého způsobu připojení zátěže mezi výstup a zemnicí potenciál. Hodnoty všech součástek jsou shodné s předchozím zapojením kromě kapacity kondenzátoru  $C_E$ , která je 120 pF. Obě zapojení jsou rovnocenná. Výstupní výkon popsanych  $n_f$  zesi-

lovačů je při napájecím napětí 14 V, impedanci reproduktoru 4  $\Omega$ , kmitočtu 1 kHz a zkreslení 10 % typicky 5 W, jako minimální výkon zaručuje výrobce 4,5 W. Při napájecím napětí 10 V bude za stejných podmínek výstupní výkon poloviční (2,5 W).

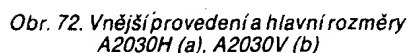
## Nf zesilovač výkonu 20 W, A2030H, A2030V

K zesilovačům velkého výkonu patří monolitický bipolární integrovaný nízkofrekvenční zesilovač se ztrátovým výkonem 20 W typu A2030H, A2030V, výrobek RFT z Německé demokratické republiky. Vzhledem k velkému výstupnímu výkonu, který může odevzdat přímo do zátěže bez oddělovacího kondenzátoru, je vhodný pro koncové  $n_f$  zesilovače v přístrojích spotřební elektroniky. Lze jej použít i v přístrojích průmyslové elektroniky, např. k řízení rychlosti otáčení motorů, jako napěťový regulátor, invertující či neinvertující výkonový zesilovač apod.

Zesilovač se vyznačuje velkým výstupním výkonem průměrně 18 W (minimální zaručovaný výkon 16 W) při napájecím napětí  $\pm 14$  V, zátěžovací impedanci 4  $\Omega$  a zkreslení 10 %, výstupní výkon se zátěží 8  $\Omega$  je průměrně 12 W (minimálně 11 W). Velkou předností obvodu je kromě velkého výstupního výkonu především malé zkreslení signálu harmonickými kmitočty, integrovaný ochranný obvod pro samočinné omezení ztrátového výkonu při přetížení, ochrana proti zkratu na výstupu a samočinné nastavení pracovního bodu výstupních tranzistorů uvnitř oblasti spolehlivého provozu. Zesilovač je rovněž vybaven ochranou proti tepelnému přetížení.

Zesilovač je v plastovém pouzdru známém pod názvem pentawatt s pěti jednostrannými páskovými vývody a zalisovaným plochým chladičem s dírou pro připevnění k účinnému chladiči. Pouzdro je obdobou mezinárodně známého pouzdra TO-220. Typ A2030H má tvarované vývody pro horizontální montáž, A2030V pro vertikální montáž na chladič nebo desku s plošnými spoji.





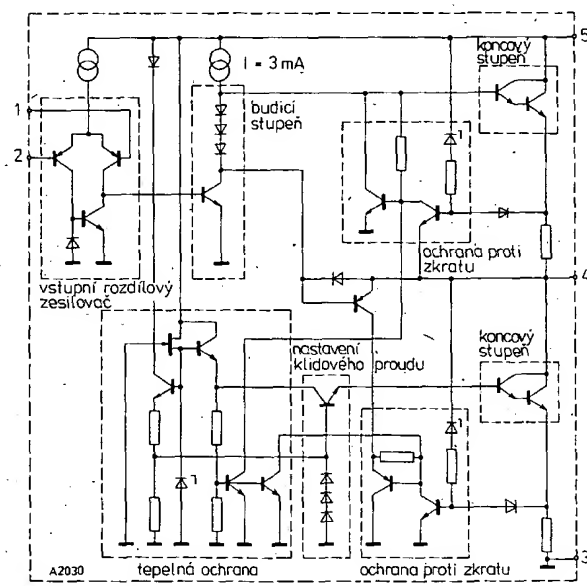
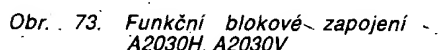
Architekturu systému integrovaných obvodů A2030 lze charakterizovat funkcemi skupinami: vstupní rozdílový zesilovač, budící stupeň, koncový stupeň, ochranné zapojení proti vlivu nadměrné teploty, omezení výstupního proudu (ochrana proti zkratu na výstupu), proudové napájení a samočinné nastavení klidového proudu. Zesilovač je vybaven invertujícími a neinvertujícími vstupem obdobně jako operační zesilovače. K výpočtu vnějších provozních podmínek lze použít díky velkému zisku zesilovače naprázdno (asi

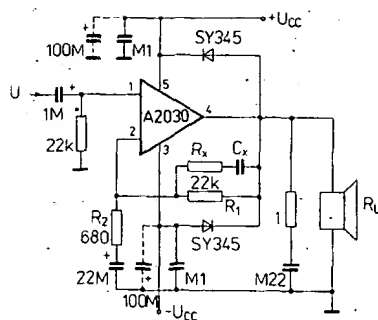
Zajímavé řešení představuje stupeň proudového napájení. Poměrně konstantní pracovní proud (asi 3 mA) dodává Zenerova dioda, která je připojena přes nelineární epitaxní „rezistor“ na napájecí napětí 12 V (napájecí napětí může být rovno téměř až průraznému napětí 36 V). Takto vytvořené konstantní napětí se přivádí přes emitorový sledovač na pracovní rezistor, kde vzniká řídící proud pro každou proudového zdroje na straně kladného napájecího napětí. Jednotlivé tran-

Dalším ochranným stupněm je teplotní ochrana. U ní se využívá kladného teplotního součinitele Zenerovy diody v proudově napájecí části a záporného teplotního součinitele diody tvořené dráhou báze-emitor tranzistoru n-p-n. Přitom se odebrá konstantní napětí 7 V z emitorového sledovače v části proudového napájení, jež se pak zmenšuje odporovým děličem na prahové napětí tranzistorů n-p-n. Popsané zmenšení napětí určuje svou velikostí „odpojovací“ teplotu (je teplotně závislé). Působením záporného teplotního součinitele napětí báze-emitoru obou tranzistorů n-p-n se stává kolektorové napětí funkčně závislé na teplotě čipu integrovaného obvodu. Tim je dána druhá hlavní řídicí veličina funkční části omezovacího stupně výstupního proudu.

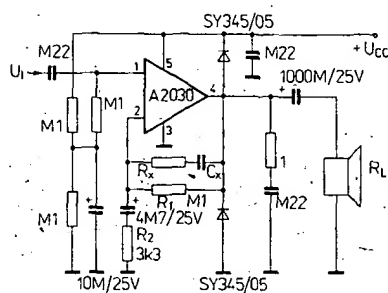
Základní zapojení integrovaných obvodů A2030H, A2030V jako nízkofrekvenčních zesilovačů výkonu jsou dvě. Jednak je to zapojení se symetrickým napájecím

Obr. 74. Zjednodušené vnitřní elektrické zapojení A2030H, A2030V





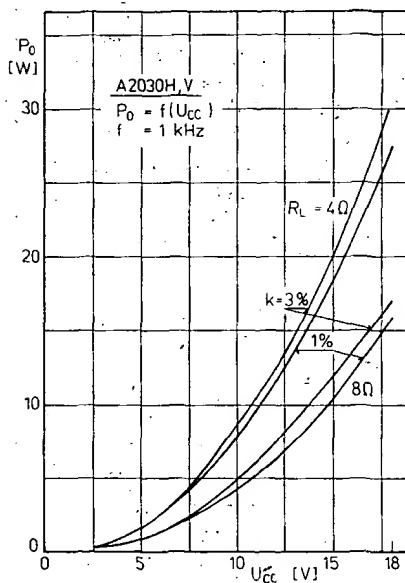
Obr. 75. Základní zapojení nf zesilovače s A2030 a symetrickým napájením



Obr. 76. Základní zapojení nf zesilovače s A2030 a nesymetrickým napájením

napětím podle obr. 75, které je obvyklé u operačních zesilovačů a rovněž u známého zesilovače výkonu TESLA MDA2020. Druhé základní zapojení pracuje s nesymetrickým napájením podle obr. 76. V obou případech lze dosáhnout stejných výstupních výkonů, použije-li se na výstupu vazební kondenzátor s velmi malou impedancí. K potlačení brumů ze sítě se doporučuje dobře blokovat u symetrického napájení dělič napětí  $U_{CC}/2$  na vstupu integrovaného obvodu.

Integrovaný obvod A2030 odevzdá v obou doporučených zapojeních výstupní výkon větší než 16 W při napájecím napětí  $\pm 14$  V a zatěžovací impedanci 4  $\Omega$ .



Obr. 77. Výstupní výkon nf zesilovače s A2030 v závislosti na napájecím napětí pro zátěže 4  $\Omega$  a 8  $\Omega$

## Elektrické údaje A2030H, A2030V

### Mezní údaje (platí v celém rozsahu pracovních teplot)

Napájecí napětí symetrické:	$U_{CC} = \pm 6$ až $\pm 18$ V.
Napájecí napětí nesymetrické:	$U_{5/3} = 36$ V.
Vstupní napětí vstupu 1:	$U_{1/3} = 0$ až $U_{5/3}$ [V].
Vstupní napětí vstupu 2:	$U_{2/3} = 0$ až $U_{5/3}$ [V].
Vstupní napětí rozdílové:	$ \Delta U  = 30$ V.
Výstupní proud:	$I_{OM} = 3,5$ A.
Ztrátový výkon celkový:	$P_{tot} = 20$ W.
Teplota přechodu:	$\theta_j = 150$ °C.
Vnitřní tepelný odpor (přechod-pouzdro):	$R_{thjc} = 3$ K/W.
Rozsah provozních teplot okolí <sup>1)</sup> :	$\theta_a = -25$ až $+70$ °C.

### Charakteristické údaje ( $\theta_c = 25 - 5$ °C)

Spotřeba napájecího proudu, $U_{CC} = \pm 18$ V:	$I_{CC} =$ jmen. 40; $\leq 60$ mA.
Výstupní napětí nesymetrie, $U_{CC} = \pm 18$ V:	$U_{OO} =$ jmen. 5; $\leq 22$ mV.
Výstupní výkon, $f = 1$ kHz, $k = 10$ %	$P_O =$ jmen. 18; $\leq 16$ W.
$U_{CC} = \pm 14$ V, $R_L = 4$ $\Omega$ :	$P_O =$ jmen. 11; $\leq 10$ W.
$U_{CC} = \pm 14$ V, $R_L = 8$ $\Omega$ :	
Zkreslení, $U_{CC} = \pm 14$ V, $f = 1$ kHz	$k =$ jmen. 0,1; $\leq 0,5$ %.
$R_L = 4$ $\Omega$ , $P_O = 0,1$ W:	$k =$ jmen. 0,1; $\leq 0,5$ %.
$R_L = 4$ $\Omega$ , $P_O = 12$ W:	$k =$ jmen. 0,1; $\leq 0,5$ %.
$R_L = 8$ $\Omega$ , $P_O = 8$ W:	$I_I =$ jmen. 72; $\leq 1000$ nA.
Vstupní proud báze, $U_{CC} = \pm 18$ V:	$I_{IO} =$ jmen. 5; $\leq 20$ nA.
Vstupní napětí nesymetrie, $U_{CC} = \pm 18$ V:	$I_{IO} =$ jmen. 15; $\leq 500$ nA.
Vstupní proudová nesymetrie, $U_{CC} = \pm 18$ V:	
Napěťový zisk otevřené smyčky	$A_{uo} =$ jmen. 80; $\geq 76$ dB.
$U_{CC} = \pm 14$ V, $U_{SET} = 20$ V, $R_L = \infty$ :	
Potlačení brumů napájecího napětí	
$U_{CC} = 28$ V + $U_{br}$ , $R_L = 4$ $\Omega$ , $R_G = 22$ k $\Omega$ ,	
$f_{br} = 100$ Hz (sinusový kmitočet),	
$U_{br ef} = 0,5$ V:	SVR = jmen. 50; $\geq 40$ dB.
Poměr signálu k šumu	S/N = 70,1 dB.
$P_O = 50$ mW, BW = 20 až 20 000 Hz:	
Horní mezní kmitočet,	$f_0 = 172$ kHz.
$P_O = 12$ W, $R_L = 4$ $\Omega$ :	

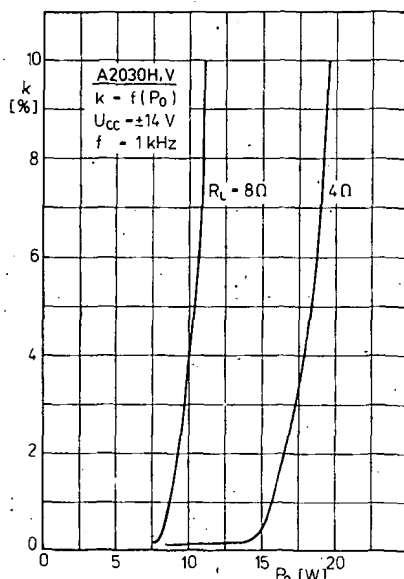
1) Platí, pokud se nepřekročí  $\theta_a = 150$  °C -  $P_{tot} R_{thja}$

Tento provoz je nejvýhodnější, neboť konstrukce obvodu je optimalizována právě pro práci s touto zatěžovací impedancí. V nutném případě je možné použít reproduktor s impedancí 8  $\Omega$ , ovšem za cenu zmenšení výstupního výkonu více než o jednu třetinu (ve srovnání s předchozím pracovním odporem) - na min. 10 W - při jinak stejném napájecím napětí a stejném zkreslení signálu.

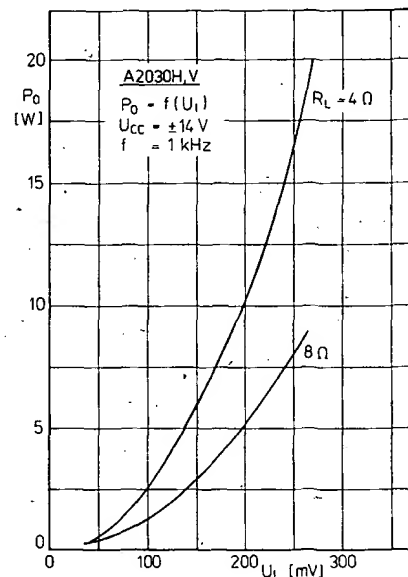
Velmi dobře patrný je rozdíl výstupního výkonu zesilovače se zatěžovací impedancí 4  $\Omega$  a 8  $\Omega$  v závislosti na napájecím napětí z grafů na obr. 77. Značný je rozdíl

průběhu výstupního výkonu při konstantním zkreslení 3 % a 1 %, který je v celém průběhu úměrný napájecímu napětí. Zkreslení nf zesilovače s A2030 v závislosti na výstupním výkonu je na obr. 78 rovněž pro zátěže 4  $\Omega$  a 8  $\Omega$ . Potřebné budící napětí pro vybudění zesilovače s A2030 se zátěží 4  $\Omega$  a 8  $\Omega$  při napájení doporučeným symetrickým napětím je uvedeno na obr. 79. Průběh růstu vstupního budícího napětí při zvětšování napájecího napětí nf zesilovače je na obr. 80.

Další dvě grafické závislosti jsou potřebné pro konstrukci napájecího zdroje



Obr. 78. Zkreslení v závislosti na výstupním výkonu nf zesilovače s A2030

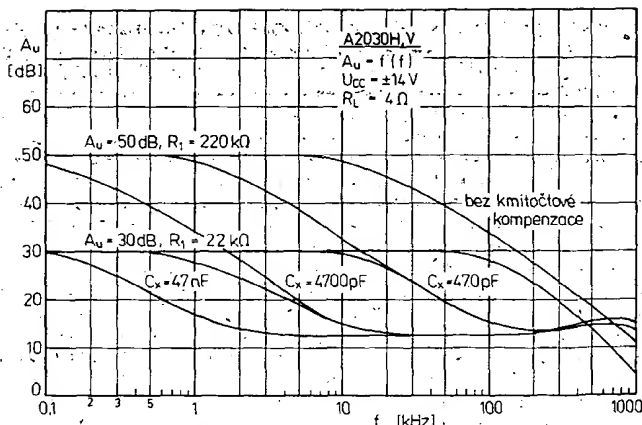


Obr. 79. Závislost vstupního budícího napětí pro vybudění nf zesilovače s A2030

pro nf zesilovače s A2030. Na obr. 81 je celková spotřeba proudu při zvětšování napájecího napětí, na obr. 82 je spotřeba proudu v závislosti na výstupním výkonu.

Nf zesilovač výkonu s A2030 je nezbytné napájet ze stabilizovaného zdroje. Co způsobí napájení nestabilizovaným zdrojem, ukazují křivky na obr. 83. Se zvětšujícím se vnitřním odporem nestabilizovaného síťového zdroje se zvětšují ztráty výstupního výkonu, které se pak musí nahradit potřebným větším napájecím napětím, aby se dosáhlo žádaného výstupního výkonu. V praxi přistupuje k úbytku napětí na vnitřním odporu zdroje ještě navíc napětí brumu. Jako příklad poslouží uvedená grafická závislost. Při napájecím napětí  $\pm 16$  V, zkršení 10 % a zatěžovacím odporu  $4 \Omega$  je při vnitřním odporu zdroje  $2 \times 0,5 \Omega$  výstupní výkon asi 24 W. Bude-li vnitřní odpor zdroje  $2 \times 1,5 \Omega$ , zmenší se výstupní výkon asi na 19 W, což je značná a zbytečná ztráta. Proto je nezbytné použít k napájení zesilovače

Obr. 84. Kmitočtový průběh nf zesilovače s A2030 s různými kapacitami  $C_x$  pro zisk 30 a 50 dB



stabilizovaný zdroj s co nejmenším vnitřním odporem (max. do  $0,5 \Omega$ ).

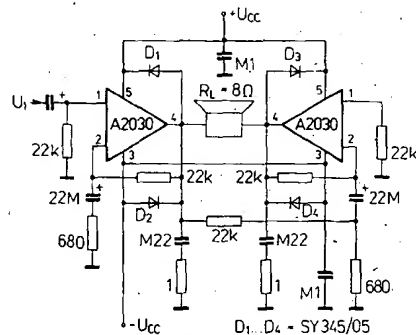
Protože integrovaný obvod A2030 má integrovanou vnitřní kmitočtovou kompenzaci, je jeho horní mezní kmitočet ohrani-

čen v rozsahu 150 až 200 kHz. Jak lze kombinací vnějších součástek  $R_x$  upravit rozsah přenášených kmitočtů, ukazuje průběh křivek na obr. 84. Platí základní zásada, že odpor rezistoru  $R_x$  má být vždy trojnásobkem odporu rezistoru  $R_2$ . Prakticky vyzkoušené úpravy přenášeného pásma znázorňují křivky pro různé kapacity kondenzátoru  $C_x$  při základních součástkách  $R_x = 2200 \Omega$ ,  $R_2 = 680 \Omega$  a  $C_1 = 22 \mu F$ . Napěťové zesílení zesilovače se zmenší nejvíce při velké kapacitě kondenzátoru  $C_x$ . Jako optimální lze považovat kapacitu 470 pF nebo jen o málo větší (max. 1000 pF). Při ní se zmenší napěťový zisk na 13 dB z původních 30 dB až okolo kmitočtu 200 kHz, bez poklesu středního zisku 30 dB je průběh přenášených kmitočtů lineární až do 10 000 Hz, kdy začne pomalu klesat.

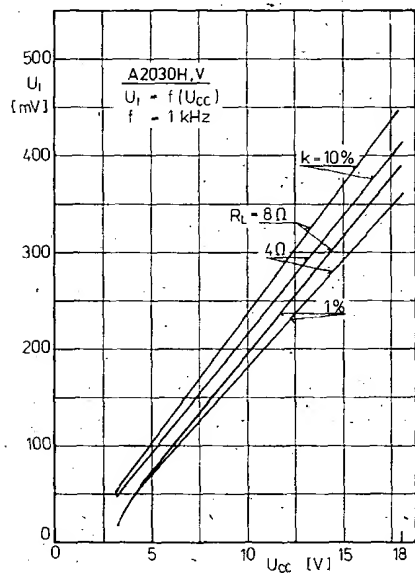
Se stejnými součástkami kmitočtová kompenzace se u zesilovače s napěťovým ziskem 50 dB zmenšuje zesílení již podstatně dříve (okolo 700 Hz), ovšem ještě na kmitočtu 10 000 Hz je zisk asi 34 dB. Zcela lineární je přenášené kmitočtové pásmo bez zavedení vnější kmitočtové kompenzace: při zisku 30 dB nastává pomalý pokles v oblasti nad 50 000 Hz, při zisku 50 dB nad 6000 Hz.

K získání výstupního nízkofrekvenčního výkonu většího než 20 W se doporučuje použít dva obvody A2030 v můstkovém zapojení podle obr. 85. Oba obvody odevzdají do společné zátěže výstupní výkon prům. 38,8 W při nesymetrickém napájecím napětí 28 V, zatěžovacím odporu  $8 \Omega$  a zkršení 10 %. Má-li být zkršení menší, musí být menší i výstupní výkon. Tak např. při zkršení 0,5 % bude výstupní výkon 31 W.

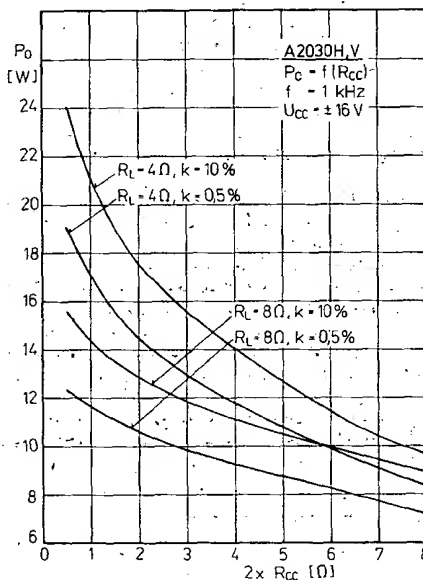
Zapojení koncového zesilovače s velkým výkonem s doplňkovými výkonovými tranzistory n-p-n a p-n-p, kterým lze dále zvětšit výstupní výkon obvodu A2030



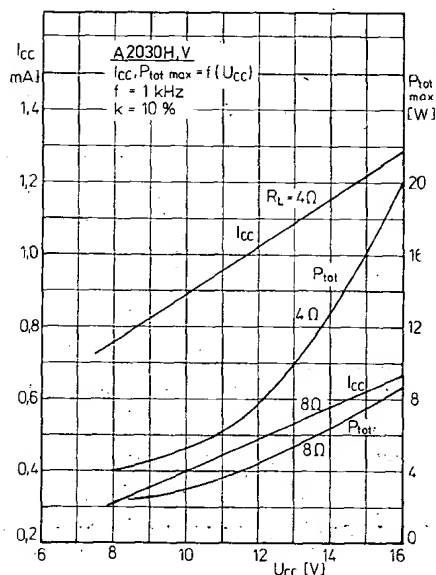
Obr. 85. Můstkové zapojení nf zesilovače výkonu se dvěma A2030



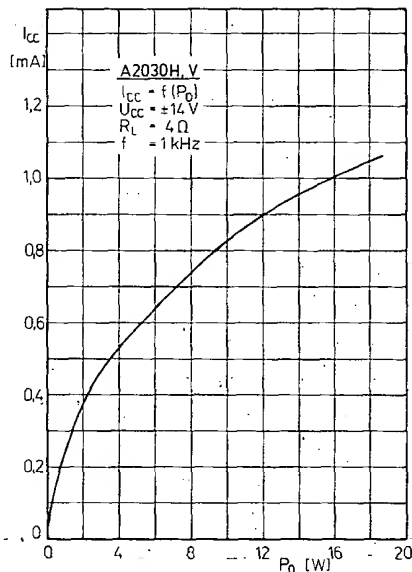
Obr. 80. Budící napětí v závislosti na napájecím napětí zesilovače s A2030



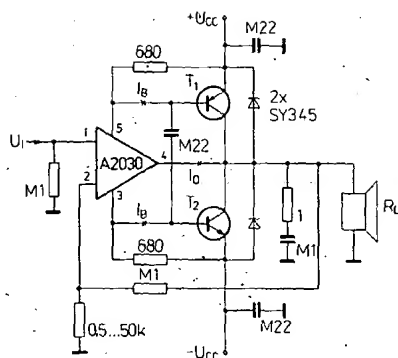
Obr. 82. Spotřeba proudu nf zesilovače s A2030 v závislosti na výstupním výkonu



Obr. 81. Spotřeba proudu nf zesilovače s A2030 v závislosti na napájecím napětí



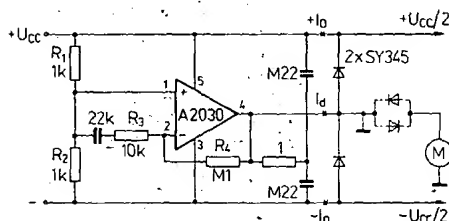
Obr. 83. Výstupní výkon nf zesilovače s A2030 v závislosti na vnitřním odporu napájecího zdroje



Obr. 86. Zesilovač velkého výkonu s budičím obvodem A2030 a doplňkovými výkonnými tranzistory

na obr. 86. Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  odevzdávají výstupní proud jen tehdy, bude-li výstupní proud obvodu A2030 asi 1 A. Tím způsobí na rezistorech  $R_1$  a  $R_2$  úbytek napětí asi 0,7 V. (výstupní proud se automaticky omezí na maximální proud 1 A, k němuž se přičítá ještě proud báze). Přednost popisovaného zapojení spočívá v omezení výstupního proudu A2030 na 1 A, takže se u výkonového zesilovače neprojeví přenosové zkreslení.

Využití integrovaného obvodu A2030 není omezeno jen na oblast nf zesilovačů výkonu. Zajímavé je použití obvodu v regulátoru napětí v zapojení podle obr. 87.

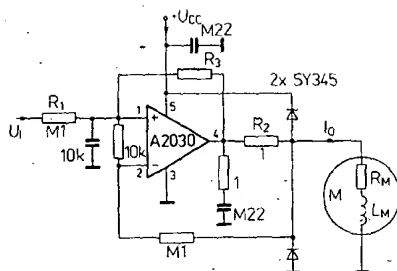


Obr. 87. Regulátor napětí s A2030 a symetrickým výstupním napětím

Pomocí obvodu A2030 se vytvoří umělý střed z nesymetrického napětí, čímž na výstupu regulátoru bude symetrické napětí (kladné a záporné). Výstupní napětí každé z obou větví bude rovné polovině přivedeného vstupního napájecího napětí. Virtuální střed vstupního napětí tvoří rezistory  $R_1$  a  $R_2$ . Tento střed je spojen s neinverující vstupem obvodu A2030, který slouží jako převodník impedance. Při přetížení síťového zdroje se musí obvod A2030 otevřít jen pro rozdílový proud

$$I_d = I_{o+} - I_{o-}$$

Popsané zapojení lze použít s výhodou všude tam, kde jsou obě větve regulátoru rovnoměrně zatíženy. Další možnost se nabízí při úpravě zapojení, kdy se místo pevného odporového děliče  $R_1/R_2$  použije plynulý regulátor. Zapojením výstupu obvodu A2030 (vývod 4) lze upravovat poměr kladného a záporného napětí v rozsahu přibližně od  $-U_{cc}$  do  $+U_{cc}$ . Jestliže se výstup obvodu A2030 neuzemní galvanicky, ale pomocí dvou antiparalelně spojených křemíkových diod (např. KY132), zvětší se napětí „nulového“ bodu asi o +0,8 V, což mohou s výhodou využít železniční modeláři při napájení modelů vláček.



Obr. 88. Regulátor rychlosti otáčení motoru s A2030

Na obr. 88 je zapojení stabilizátoru rychlosti otáčení stejnosměrného motoru, které není závislé na zátěži. K udržení konstantní rychlosti otáčení při proměnné zátěži se musí kompenzovat úbytek napětí na vnitřním odporu  $R_M$  motoru. Na rezistoru  $R_2$  se měří úbytek napětí v závislosti na zatěžovacím proudu, který se přivádí přes odpor  $R_3$  na neinverující vstup obvodu A2030 a připočítává se ke vstupnímu napětí  $U_i$ . Uvedeným způsobem se zvětšuje výstupní napětí při zvětšujícím se výstupním proudu.

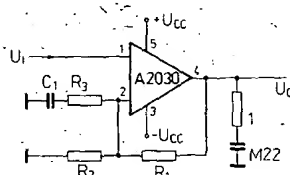
Rychlost otáčení motoru je konstantní bez ohledu na zatížení, je-li zachována rovnost  $R_M = R_0$ ;  $R_0$  můžeme určit podle vztahu

$$R_0 = \frac{R_1 R_2}{R_3}$$

K zamezení možnosti rozkmitání regulátoru během regulace se v praxi zapojení „lehce podkompenzuje“ tak, že se odpor rezistoru  $R_3$  zvětší o 5 až 10 % proti výpočtu.

Integrovaný obvod A2030 lze používat i jako výkonový operační zesilovač bez větších nároků na přesnost. Obr. 89 ukazuje zapojení neinverujícího výkonového operačního zesilovače. Platí pro ně základní vztah

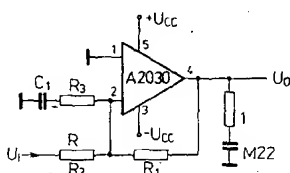
$$\frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = A_u$$



Obr. 89. Neinverující operační zesilovač s A2030

Bude-li napěťový zisk  $A_u$  menší než 10 dB, musí se připojit přídavné součástky  $C_1$ ,  $R_3$  z inverujícího vstupu na zem. Uvedená podmínka je kritická zvláště při zesílení rovném 1 a kmitočtu vyšším než 10 kHz. K výpočtu členu  $C_1$ ,  $R_3$  platí vztahy

$$C_1 = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{R_3}$$



Obr. 90. Inverující operační zesilovač s A2030

$$R_3 = \frac{R_1}{2 - \frac{R_1}{R_2}}$$

Pro zapojení integrovaného obvodu A2030 jako inverující operační zesilovač v zapojení podle obr. 90 platí vztah

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{R_1}{R_2} = A_u$$

Bude-li napěťový zisk  $A_u$  menší než 10 dB, musí se použít obdobná úprava zapojení přídavnými součástkami  $C_1$ ,  $R_3$ , které se připojí mezi inverující vstup a zem operačního zesilovače. Pro výpočet těchto součástek platí vztahy

$$C_1 = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{R_3}$$

$$R_3 = \frac{R_1}{3 - \frac{R_1}{R_2}}$$

Nízkofrekvenční zesilovač výkonu A2030 je velmi zajímavou a účelnou součástkou v dílné elektronice za předpokladu, že se dodrží další doporučení pro konstrukci.

Deska s plošnými spoji se musí navrhnut tak, aby vodivé spoje napájecího napětí, zemnění a připoje reproduktoru měly co nejmenší impedanci. Baucherotův člen (kondenzátor 220 nF, odpor 1  $\Omega$ ) se musí připojit k vývodu 4 a na zem co nejbližší k integrovanému obvodu v přívodu koncového stupně. Zásadně se nesmí připojovat Baucherotův člen až za vazebním kondenzátorem.

Napájecí napětí se musí blokovat kondenzátorem co nejbližší integrovanému obvodu. Výstup obvodu se musí chránit před napěťovými špičkami rychlými křemíkovými diodami (např. diodami RFT SY345, TESLA KY132, dovozenými 1N4001 apod.).

Konstrukční a mechanické provedení zesilovače musí dokonale zajišťovat tepelný styk mezi chladicí vložkou zalisovanou v plastovém pouzdrě obvodu A2030 a chladicem. Ke zlepšení tepelného přechodu se doporučuje použít tepelné vodivé pasty. Přítlak ke chladicí se může zvětšit přídavnou objímkou nebo pružinou, obklopující integrovaný obvod a chladicí.

Pracuje-li integrovaný obvod se ziskem menším než 10 dB, musí se použít přídavný členek RC mezi inverující vstupem a zemí, čímž se zamezí nežádoucím rozkmitání.

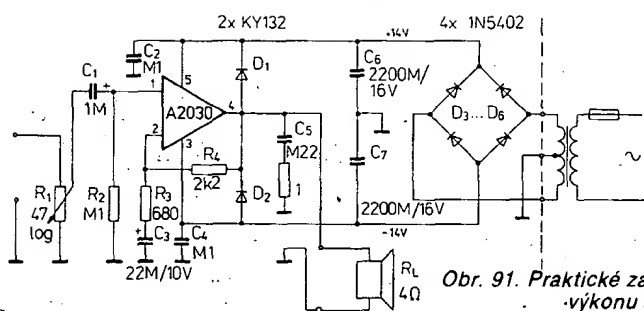
Zemnění vstupního obvodu se musí připojit do místa, kde se spojují tři zemní body integrovaného obvodu (zatěžovací obvodu, záporného napájecího napětí, integrovaného obvodu). Vyhlašovaci elektrolytický kondenzátor dělí středního napětí (provoz s jedním napájecím napětím) se doporučuje připojit rovněž do uvedeného společného zemního bodu, čímž se předejde případným rušivým napětím, která by mohla vzniknout ve vstupním obvodu.

Galvanický zkrat výstupu (vývod 4) se záporným nebo kladným napájecím napětím (vývody 3 a 5) je zásadně nepřipustný a může způsobit zničení integrovaného obvodu.

## Konstrukční část

### Nízkofrekvenční zesilovač výkonu 18 W

Integrovaný obvod A2030, který je u nás k dostání v prodejnách TESLA Eltos dovozuje skutečně velmi jednoduchou konstrukci nízkofrekvenčního zesilovače s vý-



Obr. 91. Praktické zapojení nf zesilovače výkonu s A2030

konem okolo 18 W. Jeho elektrické zapojení je na obr. 91. Obvod má vnitřní ochranu proti tepelnému přetížení a jeho výstup je odolný proti zkratu. Proto jsou vnější součástky omezeny na minimum. Použití symetrického napájecího napětí  $\pm 14$  V umožňuje připojit reproduktor s impedancí 4 až 8  $\Omega$  přímo na výstup obvodu bez oddělovacího elektrolytického kondenzátoru.

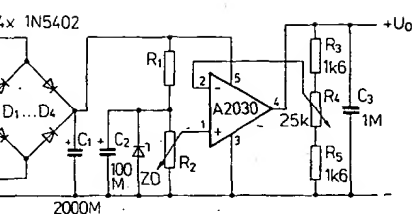
Výstupní výkon zesilovače závisí na použitém zatěžovacím odporu. Při doporučeném napájecím napětí  $\pm 14$  V je výstupní výkon minimálně

$$16 \text{ W při } R_L = 4 \Omega, 13 \text{ W při } R_L = 6 \Omega, 10 \text{ W při } R_L = 8 \Omega.$$

Zesilovací činitel zesilovače určuje poměr

odporů rezistorů  $R_4/R_3$ . K plnému vybuzení zesilovače je zapotřebí vstupní napětí asi 300 mV. Ke stavbě zesilovače je určena deska s plošnými spoji podle předlohy na obr. 92. Kromě součástek potřebných k provozu integrovaného obvodu jsou na desce usměrňovací diody  $D_3$  až  $D_6$  typu 1N5402, které slouží k usměrnění střídavého napětí z připojeného transformátoru. Diody 1N5402 jsou určeny pro trvalé zatížení středním proudem do 3 A, jejich závěrné napětí je max. 200 V. Jsou to součástky jugoslávské výroby, které jsou v prodejnách TESLA Eltos. Jejich předností je miniaturní provedení v plastovém pouzdru válcového tvaru s axiálními vývody. Rozmístění součástek je na obr. 93.

Integrovaný obvod A2030 se musí připevnit na vhodný, dostatečně účinný



Obr. 94. Zapojení napěťového regulátoru s A2030

chladič. S vývody na desce s plošnými spoji se musí obvod propojit dostatečně tlustými drátovými spoji. Chladič je vodivě spojen se záporným napájecím napětím, proto se musí montovat izolovaně vůči zemnicímu rozvodu na desce s plošnými spoji.

K napájení zesilovače je zapotřebí síťový transformátor s napětím sekundárního vinutí  $2 \times 10$  V. Aby měl napájecí zdroj malý vnitřní odpor, má být sekundární vinutí dimenzováno pro zatížení proudem 1,5 až 2 A.

### Napěťový regulátor s A2030

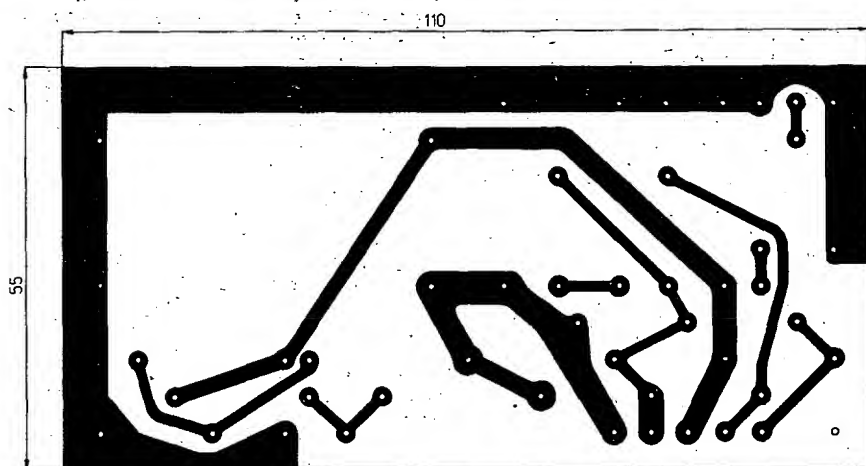
S integrovaným nf zesilovačem výkonu A2030 lze výhodně konstruovat síťové napájecí zdroje s malým výstupním napětím a středně velkým výstupním proudem. Integrovaný obvod A2030 je přípustné zatěžovat výstupním proudem až 2,5 A, vrcholovým proudem do 3,5 A. Praktické zapojení napájecího zdroje je na obr. 94. Diody  $D_1$  až  $D_4$  jsou usměrňovací diody síťového zdroje. Kondenzátor  $C_1$  slouží k základnímu vyhlazení usměrněného napětí. Na výstupu usměrňovače nemá být stejnosměrné napětí větší než 36 V. Větší napětí může poškodit nebo zcela zničit integrovaný obvod. Odpor  $R_1$  slouží k omezení proudu Zenerovy diody  $ZD_1$ , která dodává konstantní referenční napětí na vstup obvodu A2030. Odpor rezistoru  $R_1$  se vypočítá podle vztahu

$$R_1 = \frac{U_B - U_Z}{I_Z}$$

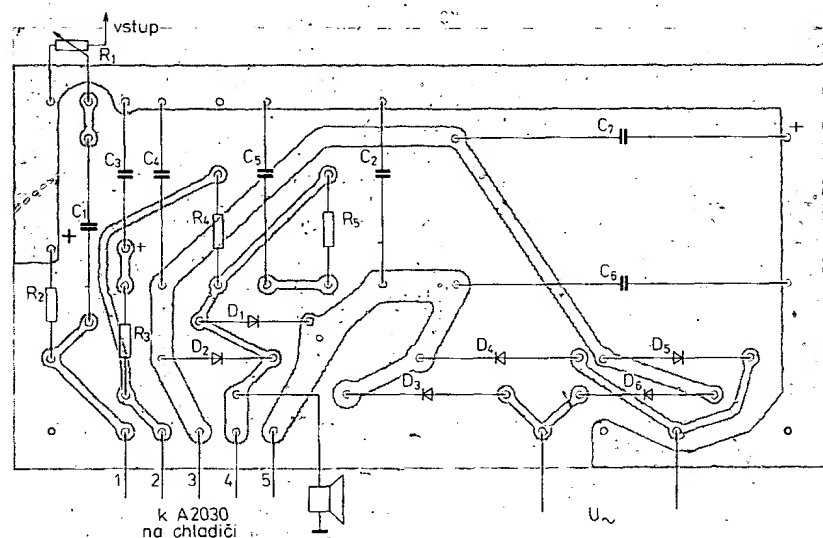
Kondenzátor  $C_2$  dále vyhlazuje referenční napětí Zenerovy diody. Pomocí regulátoru  $R_2$  se přivádí potřebné dílčí napětí ze zdroje referenčního napětí na neinvertující vstup 1 obvodu A2030. Na invertující vstup 2 integrovaného obvodu se přivádí část stabilizovaného napětí  $U_0$  z odporového děliče  $R_3, R_4, R_5$ . Toto napětí se v integrovaném obvodu porovnává s referenčním napětím. Odlišuje-li se výstupní napětí od napětí referenčního, vyrovnává se otevíráním nebo uzavíráním tranzistoru jednoho koncového stupně obvodu A2030.

Popsaný napěťový regulátor lze sestavit na desce s plošnými spoji s rozměry  $80 \times 85$  mm podle obr. 95. Integrovaný obvod A2030 se musí opatřit příslušným velkým chladičem (hliníkový profil tvaru I nebo podobný). Vstupní střídavé napětí musí být 30 V. Stabilizované výstupní napětí se nastaví na 12 V.

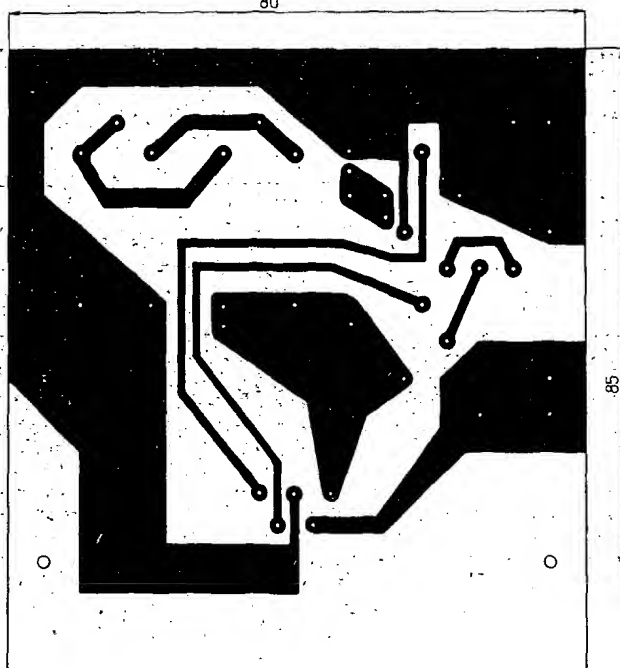
Při zatěžování regulátoru proudem do 1 A zůstává výstupní napětí konstantní. Při proudu asi 2,5 A byl změřen úbytek napětí 250 mV, což odpovídá vnitřnímu odporu regulovaného zdroje 100 m $\Omega$ . Vnější kmitočtová kompenzace obvodu A2030 není nutná. Popisovaný regulátor



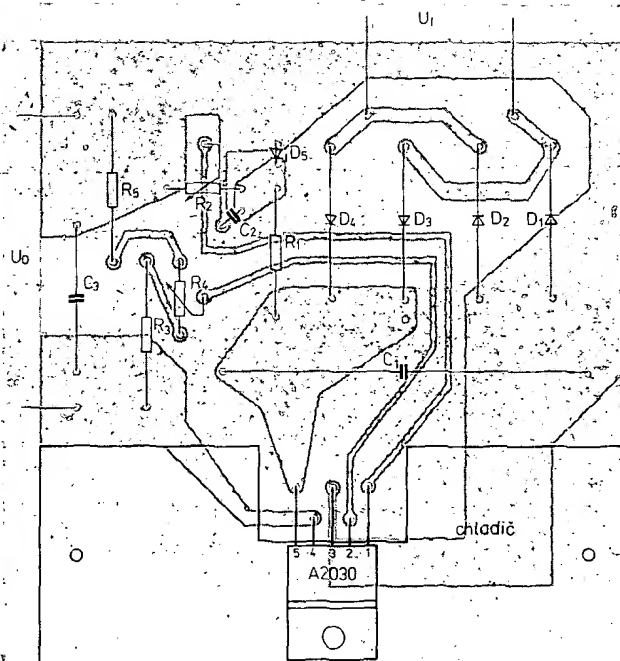
Obr. 92. Deska s plošnými spoji U221 nf zesilovače s A2030 podle zapojení na obr. 91



Obr. 93. Rozložení součástek a montážní zapojení zesilovače na desce podle obr. 92



Obr. 95. Deska s plošnými spoji U222 napětového regulátoru podle obr. 94



Obr. 96. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji podle obr. 95

však není odolný proti zkratu na výstupu! Zkrat na výstupu regulátoru zničí použitý integrovaný obvod. Předností popsaného napětového regulátoru je jeho jednoduchost, malé rozměry ve srovnání s obdobnými regulátory z diskretních součástek a snadnost provedení i pro začátečníky. Z hlediska ekonomického třeba uvést, že k pořízení zdroje není třeba velkých finančních nákladů. Obvod A2030 je totiž levnější než jeden výkonový tranzistor. Jeho cena je Kčs 27,-.

## INTEGROVANÉ OBVODY S NĚKOLIKA FUNKCEMI

### Záznamový a snímací zesilovací obvod A202D

Jednouúčelový integrovaný obvod A202D výroby RFT z NDR slouží především jako záznamový a snímací zesilovač se samočinným řízením vybuzení v kazetových magnetofonech, přenosných přijímačích s kazetovým magnetofonem třídy III podle státní normy NDR TGL 27 616/02, ale i v jiných nízkofrekvenčních zapojeních. Svými elektrickými vlastnostmi odpovídá obvod A202D obdobnému typu TDA1002 výrobce Philips-Valvo. Je to součástka velmi zajímavá a můžeme ji nalézt v mnoha přístrojích dovážených i domácí výroby.

Funkční (blokové) zapojení integrovaného obvodu A202D je na obr. 97. Zapojení lze rozdělit do tří funkčních skupin: předzesilovač pro snímání záznamu z pásky, záznamový zesilovač a obvod automatického řízení zesílení. Vhodné zapojení integrovaný obvod dovoluje realizovat záznam a snímání monofonního záznamu z pásky v kazetových magnetofonech libovolného typu.

Při záznamu zvuku mikrofonom nebo při použití jiných zdrojů signálu s malou

amplitudou se nejdříve úroveň signálu zesílí v předzesilovači s malým šumem a v záznamovém zesilovači na úroveň potřebnou pro záznam na magnetofonový pásek. Zpracovávají-li se signály s větší úrovní, jako např. výstupní signál z demodulátoru AM/FM, není třeba obvod předzesilovače používat. Záznamovou úroveň lze řídit buď automaticky nebo ručně.

Příslušnou změnou zpětné vazby předzesilovače dostaneme na výstupu při snímání záznamu z pásky výstupní napětí, které umožňuje přímo budit integrovaný výkonový nf zesilovač (např. MBA810S, MBA810DAS, A211D apod.). Blokové zapojení je doplněno o doporučené vnější obvody a součástky, potřebné pro správnou činnost celého zapojení s obvodem A202D.

Integrovaný obvod A202D se dodává v plastovém pouzdru DIL-16 s 2 × osmi vývody ve dvou řadách v obvyklém provedení. Zapojení vývodů je patrné z blokového zapojení na obr. 97. **Funkce vývodů:** 1 – vstup předzesilovače, 2 – emitor vstupního tranzistoru předzesilovače, 3 – zemnicí bod předzesilovače, 4 – výstup předzesilovače, 5 – zemnicí bod předzesilovače, 6 – výstup záznamového zesilovače, 7 – výstup automatického řízení vybuzení, 8 – invertující vstup záznamového zesilovače, 9 – neinvertující vstup záznamového

zesilovače, 10 – výstup záznamového zesilovače, 11 – zemnicí bod záznamového zesilovače a řízení vybuzení, 12 – vývod pro připojení členu RC k určení doby regulace, 13 – vstup řízení vybuzení, 14 – vstup řízení vybuzení, 15 – přípoj napájecího napětí záznamového zesilovače a řízení vybuzení, 16 – přípoj napájecího napětí záznamového zesilovače.

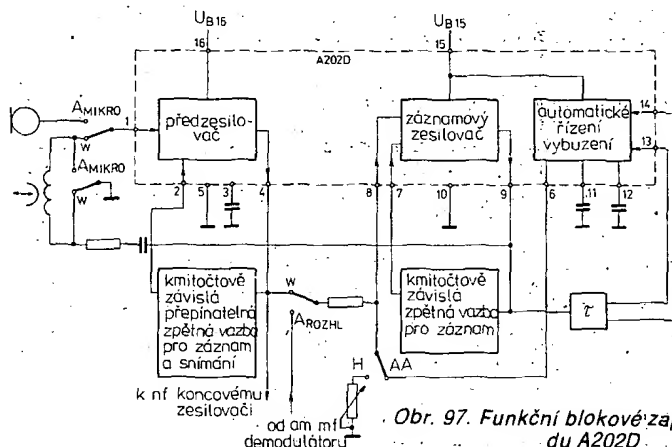
#### Vnitřní zapojení

Úplné vnitřní elektrické zapojení integrovaného obvodu A202D je na obr. 98.

Funkce předzesilovače: Nastavení pracovního bodu třístupňového zesilovače je dáno obvodem napětové stabilizace, jehož funkce je patrná z dílčích zapojení na obr. 99 a 100. Při průměrném proudovém zesílení  $h_{21T1} \approx 100$  představují rezistory  $R_2$  a  $R_3$  prakticky nezátížený napětový dělič. Pro napětí  $U_1$  platí přibližný vztah

$$U_1 \approx U_{BE1} \frac{R_2 + R_3}{R_3} \quad (1)$$

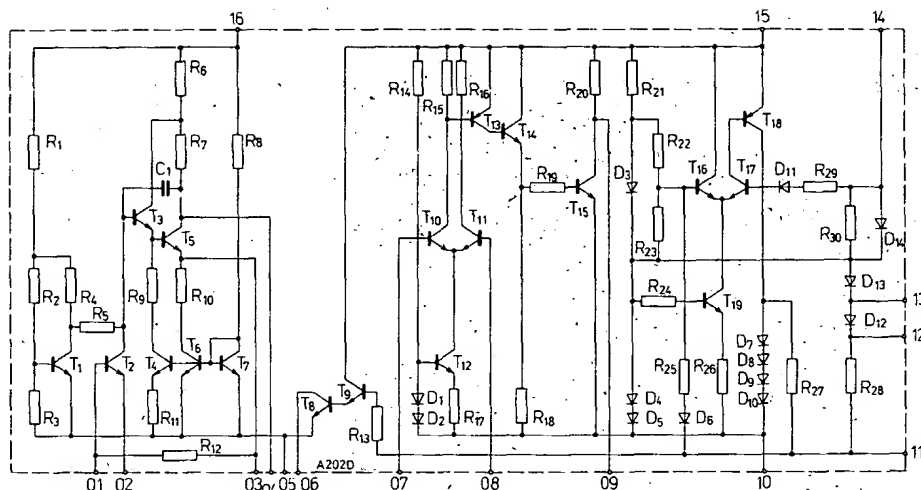
Závislost napětí báze  $U_{BE1}$  na napájecím napětí a teplotě je dána součinitelem  $(R_2 + R_3)/R_3$ . Vhodně zvoleným odporem rezistoru  $R_2$  se získá podstatně stabilnější napětí  $U_1$  s velmi plochým maximem v doporučeném rozsahu napájecího napětí.



Obr. 97. Funkční blokové zapojení obvodu A202D



Obr. 98. Vnitřní elektrické zapojení A202D



Rezistor  $R_5$  slouží jako zatěžovací odpor vstupního tranzistoru  $T_2$ , k jehož kolektoru jsou připojena napětí  $U_{BE2} + U_{BE3} + U_{BE5}$ . Rezistor  $R_5$  s velkým odporem zaručuje nejmenší možné zatížení stabilizačního obvodu ( $I_{R4} : I_{R5} \approx 36$ ), takže statický pracovní bod zesilovače (napětí  $U_3$ ) je v provozu téměř napětově nezávislý.

Emitory tranzistorů  $T_3$  a  $T_5$  pracují nyní proti zmenšování konstantního proudu. Zjednodušený zdroj proudu je na obr. 101. Změna provozního napětí zdroje referenčního proudu  $I_{R8}$  podmiňuje úměrnou změnu stejnosměrného výstupního napětí  $U_{O4}$  nad velikost napájecího napětí a tím optimální vybuzení předzesilovače podle vztahu

$$I_{R8} = \frac{U_{B16} - U_{BE7}}{R_8} \quad (2)$$

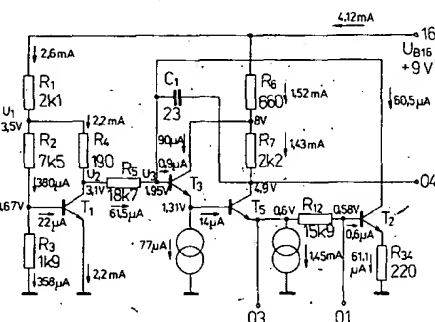
Protože kapacita  $C_1$  vnitřního přechodu má průrazné napětí asi 7 V, omezuje toto napětí schopnost vybudit předzesilovač zvláště při větších provozních napětích. Proto platí

$$U_{O4 \max} = U_3 + U_{EB0} C_1 - U_{O4} \approx 9 \text{ V} - U_{O4} \quad (3)$$

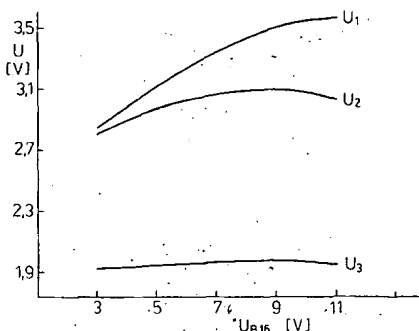
#### Elektrické údaje A202D

Mezní údaje	
Napájecí napětí:	$U_B = 5 \text{ až } 12 \text{ V}$ .
Rozsah provozních teplot okolí <sup>1) 2)</sup> :	$\vartheta_a = -25 \text{ až } +70 \text{ }^\circ\text{C}$ .
při napětí $U_B \approx 9 \text{ V}$ :	$\vartheta_a = -25 \text{ až } +100 \text{ }^\circ\text{C}$ .
Charakteristické údaje	
(platí při $\vartheta_a = 25 - 5 \text{ }^\circ\text{C}$ , $U_B = 9 \text{ V} \pm 0,3 \text{ V}$ )	
a) statické údaje	
Spotřeba proudu předzesilovače <sup>2) 3)</sup>	$I_{B16} = \text{jmen. } 6; \leq 8 \text{ mA}$ .
Spotřeba proudu záznamového zesilovače a řízení vybuzení <sup>2) 3)</sup>	$I_{B15} = \text{jmen. } 10; \leq 16 \text{ mA}$ .
$U_{I1} = 0 \text{ V}$ , $P_1$ sepnut:	$U_{O4} = 5 \text{ V}$ .
$U_{I8} = 8 \text{ V}$ , $P_3$ sepnut:	$R_{I1} = 16 \text{ k}\Omega$ .
Stejnoseměrné výstupní napětí předzesilovače <sup>2) 3)</sup>	$U_{I1} = 0 \text{ V}$ .
$U_{I1} = 0 \text{ V}$ :	
Vstupní odpor předzesilovače <sup>2) 4)</sup> :	
b) dynamické údaje ( $f = 1 \text{ kHz}$ )	
Napětové zesílení předzesilovače <sup>2)</sup>	$A_u = \text{jmen. } 68; \geq 63 \text{ dB}$ .
$U_{I1} = 0,5 \text{ mV}$ , $P_2$ rozepnut:	$U_{IN} = 0,5 \text{ }\mu\text{V}$ .
Vstupní šumové napětí předzesilovače <sup>3)</sup>	$A_{u0} = 70 \text{ dB}$ .
$f = 0,3 \text{ až } 15 \text{ kHz}$ :	
Napětový zisk otevřené smyčky <sup>2) 3)</sup> :	$k = \text{jmen. } 0,35; \leq 1,2 \%$ .
Zkreslení předzesilovače <sup>2)</sup>	$A_u = \text{jmen. } 69; \geq 66 \text{ dB}$ .
$U_{I1} = 1,25 \text{ mV}$ , $P_2$ sepnut:	$A_{u0} = 80 \text{ dB}$ .
Napětový zisk záznamového zesilovače <sup>2)</sup>	
$U_{I8} = 100 \text{ mV}$ , $P_1$ sepnut, $P_3$ rozepnut:	
Napětový zisk otevřené smyčky záznamového zesilovače <sup>2) 3)</sup> :	
Výstupní napětí záznamového zesilovače s řízením vybuzení <sup>2)</sup>	$U_{O9} = \text{jmen. } 900; 800 \text{ až } 1600 \text{ mV}$ .
$U_{I8} = 8 \text{ V}$ , $P_1$ rozepnut, $P_3$ sepnut:	
Poměr výstupního napětí záznamového zesilovače <sup>2)</sup>	$\Delta U_{O9} = \text{jmen. } 1,5; \leq 3 \text{ dB}$ .
$\Delta U_{I8} = -20 \text{ dB}$ vztaheno na $U_{I8} = 1 \text{ V}$ , $P_1$ rozepnut, $P_3$ sepnut:	
Zkreslení záznamového zesilovače s řízením vybuzení <sup>2)</sup>	$k = \text{jmen. } 0,4; \leq 1,2 \%$ .
$U_{I8} = 100 \text{ mV}$ , $P_1$ rozepnut, $P_3$ sepnut:	
Doba zpoždění až do okamžiku nasazení řízení vybuzení <sup>4)</sup>	$t_d = 14 \text{ ms}$ .
$\Delta U_{I8} = +20 \text{ dB}$ vztaheno na $U_{I8} = 100 \text{ mV}$ :	
Doba vypnutí řízení <sup>4)</sup>	$t_s = 100 \text{ ms}$ .
$U_{I8} = +20 \text{ dB}$ vztaheno na $U_{I8} = 100 \text{ mV}$ , chyba řízení max. 3 dB:	
Doba nasazení řízení <sup>4)</sup>	$t_r = 30 \text{ s}$ .
$U_{I8} = 20 \text{ dB}$ vztaheno na $U_{I8} = 1 \text{ V}$ , chyba řízení max. 1 dB:	

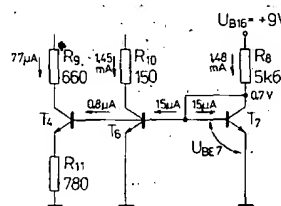
- 1) Integrovaný obvod je provozuschopný v rozsahu povolených teplot okolí, avšak musí se vzít v úvahu teplotní závislost jeho charakteristických údajů.
- 2) Měřeno v zapojení podle obr. 106a.
- 3) Měřeno v zapojení podle obr. 102.
- 4) Měřeno v zapojení podle obr. 107.



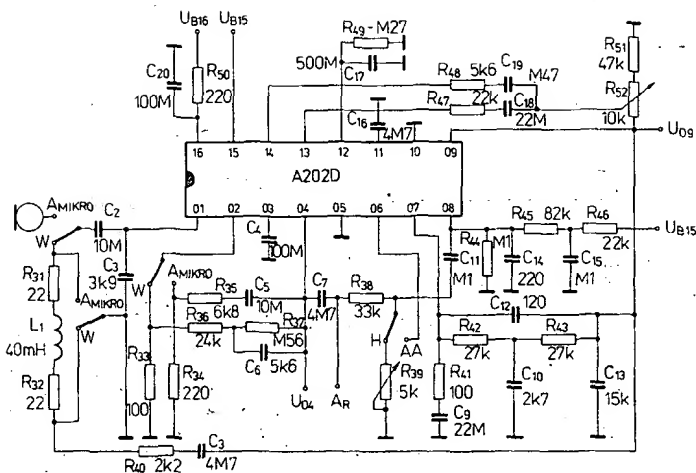
Obr. 99. Zapojení napětového stabilizátoru a třístupňového zesilovače obvodu A202D



Obr. 100. Závislost napětí  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  na napájecím napětí  $U_{B16}$  obvodu A202D



Obr. 101. Proudový zdroj obvodu A202D



Obr. 102. Doporučené zapojení integrovaného obvodu A202D. A – záznam, W – snímání, H – ruční řízení, AA – automatické řízení vybudzení

Předzesilovač je lineární třístupňový zesilovač s vyrovnáním zkreslení a malým šumem, určený pro záznam a snímání signálů. Má vnitřní napěťovou zpětnou vazbu kondenzátorem  $C_1$  a zisk při otevřené smyčce asi 73 dB. Přepínatelná vnitřní zpětná vazba při záznamu a snímání působí z výstupu předzesilovače na emitor prvního stupně (viz obr. 102). Kondenzátor  $C_1$  tvoří spolu s rezistorem  $R_5$  kmitočtově závislý napěťový dělič pro bázi druhého stupně. Mezní kmitočet  $f_g$  je dán vztahem

$$f_g = \frac{1}{2\pi C_1 R_5} = \frac{1}{2\pi \cdot 23 \text{ pF} \cdot 18,7 \text{ k}\Omega} \approx 370 \text{ kHz} \quad (4)$$

Vnitřní napěťová zpětná vazba tím přejímá úlohu potlačit vř. kmitání. Vhodným konstrukčním uspořádáním (díky emitorovému sledovači) má první stupeň předzesilovače zvlášť malý šum. Druhý a třetí stupeň tvoří Darlingtonův zesilovač. Emistory obou posledních stupňů pracují staticky proti zmenšování konstantního proudu, emitor vstupního stupně se připojuje přes vnější emitorový rezistor ( $R_{33}$  (příp.  $R_{34}$ ) na zemní potenciál. Napětí emitoru výstupního stupně odpovídá „dynamicky“ potenciálu země. Všechny tři stupně předzesilovače jsou vázány galvanicky, jak je to obvyklé v technice integrovaných obvodů. Odpor rezistoru  $R_{12}$ , který slouží k nastavení pracovního bodu tranzistoru  $T_2$ , představuje současně vstupní odpor předzesilovače. Vstupní odpor předzesilovače je proto dán vztahem

$$R_{12} \approx R_{12}$$

Naproti tomu výstupní odpor je dán rezistory  $R_6$  a  $R_7$ , proto je

$$R_0 \approx R_6 + R_7$$

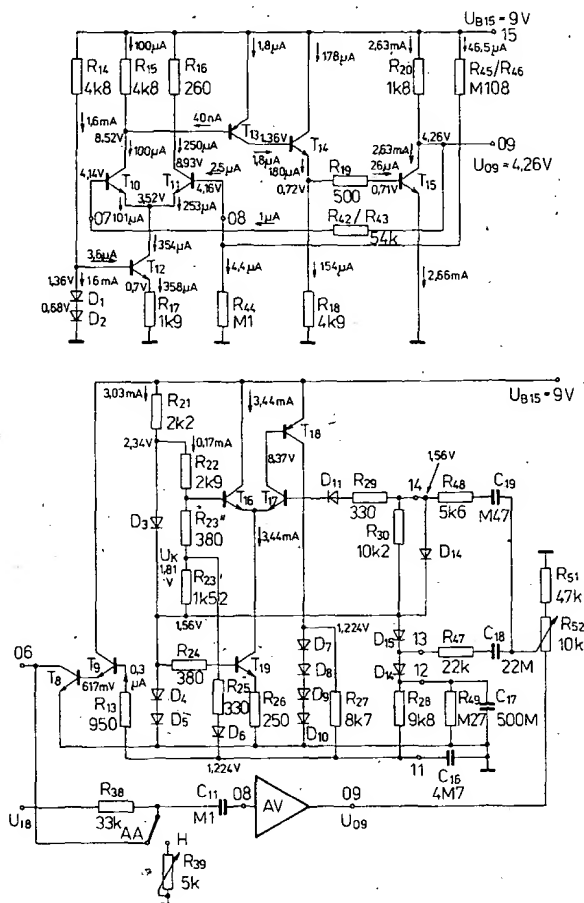
Záznamový zesilovač: Statická funkce záznamového zesilovače je patrná z obr. 103. Zmenšení konstantního proudu rozdílového zesilovače závisí jen málo na napájecím napětí a může způsobit proud daný vztahem

$$I_{R17} = \frac{U_{D1} + U_{D2} - U_{BE12}}{R_{17}} \approx \frac{0,7 \text{ V}}{1,9 \text{ k}\Omega} = 358 \mu\text{A} \quad (5)$$

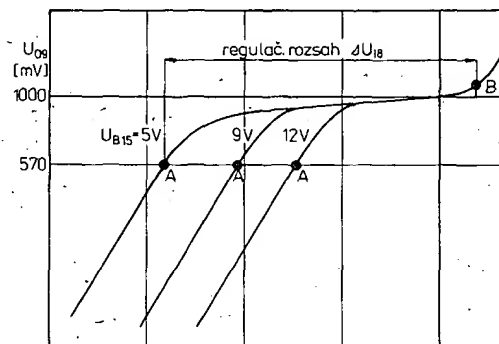
Volbou vnějších rezistorů  $R_{44}$ ,  $R_{45}$  se dosáhne napětí pracovního bodu rozdílového zesilovače rovného asi polovině pro-

Obr. 103. Záznamový zesilovač obvodu A202D

Obr. 104. Obvod automatického řízení vybudzení obvodu A202D s nutnými vnějšími součástkami



Obr. 105. Základní průběhy řízeného výstupního napětí v závislosti na vstupním napětí A202D. A – bod nasazení řízení, B – bod ukončení řízení



vozního napájecího napětí. Předpětí báze tranzistoru  $T_{10}$  se získává z výstupu přes rezistory  $R_{42}$  a  $R_{43}$ . Všechny stupně zesilovače jsou vázány galvanicky. Konstantní proud  $I_{R17}$  a rezistor  $R_{15}$  jsou zvoleny tak, aby rozdílový stupeň měl co největší zesílení. Tranzistory  $T_{13}$  a  $T_{14}$  působí jako jediný tranzistor p-n-p s velmi velkým proudovým zesilovacím činitelem ( $\beta_{21E} T_{13} \beta_{21E} T_{14}$ ).

Záznamový zesilovač představuje v podstatě modifikovaný operační zesilovač s neinvertujícím (vývod 8) a invertujícím (vývod 7) vstupem. Jako u všech operačních zesilovačů je i zde vstupní odpor určen pouze vnějšími součástkami. Výstupní odpor je

$$R_0 \approx R_{20} \approx 1,8 \text{ k}\Omega$$

zisk s otevřenou smyčkou je asi 79 dB. Protože konstantní proud tranzistoru  $T_{12}$  se může zmenšovat až do okamžiku, kdy napětí kolektoru  $U_{C812}$  bude 0 V, lze bez zkreslení vybudit záznamový zesilovač ve velmi širokém rozsahu.

Automatické řízení vybudzení: Činnost záznamového zesilovače s automatickým

řízením vybuzení spolu s vnějšími součástkami je zřejmá z obr. 104. Tranzistory  $T_{16}$  a  $T_{17}$  rozdílového zesilovače mají poměr ploch emitorů 2,2 : 1. Zmenšení konstantního proudu tranzistoru  $T_{19}$  je v podstatě obdobné jako u záznamového zesilovače. Konstantní proud  $I_{R26} = 3,4 \text{ mA}$  je relativně velký. Jeho úkolem je umožnit rychlé přepólování vnějšího kondenzátoru. V důsledku rozdílných předpětí bázi tranzistorů  $T_{16}$  a  $T_{17}$  a již uvedeného poměru ploch emitorů protéká kolektorem tranzistoru  $T_{16}$  bez signálu celkový konstantní proud, tranzistor  $T_{17}$  je naproti tomu zcela uzavřen. Předpětí báze  $T_{16}$  je tak malé, že tranzistor  $T_{19}$  stále pracuje v nasyceném stavu. Předpětí báze  $T_{17}$  je o 0,8 V menší než tranzistoru  $T_{16}$ . Tím působí tranzistor  $T_{17}$  jako běžně zapojený tranzistor, na jehož emitoru je konstantní napětí a jímž může protékat konstantní proud  $I_{R26}$ . Teprve až vrcholová hodnota regulovaného výstupního napětí  $U_{09}$  je větší než 0,8 V (efektivní napětí asi 570 mV), proto kladné napětové špičky výstupního napětí  $U_{09}$  vybudí poněkud tranzistor  $T_{17}$ .

Tento stav určuje bod nasazení regulace, jak je znázorněno na obr. 105. Při výstupních napětích  $U_{09} = 570 \text{ mV}$  regulace nenasadí. Napětové zesílení je dáno vztahem

$$A_u = \frac{\Delta U_{09}}{\Delta U_{18}} \approx 33,$$

což platí v lineární, neřízené části charakteristiky. Určuje se nastavením zpětné vazby záznamového zesilovače s poměrem odporů rezistorů  $R_{38}$  a odporu  $R_{CE8}$  odporového děliče napětí v počátečním a klidovém stavu.

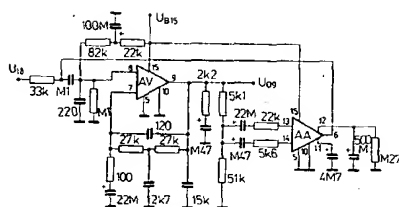
Na kombinaci tranzistorů  $T_8$  a  $T_9$  v Darlingtonově zapojení je přes odpor  $R_{13}$ , diodu  $D_8$  a odpor  $R_{25}$  napětí  $U_K = 1,81 \text{ V}$ ; je neopatrně závislé na napájecím napětí.

Ze zapojení vyplývá, že klidový proud  $I_{R13}$  je asi 300 nA pro výstupní napětí  $U_{09}$  v rozsahu 0 až 570 mV. Klidový proud regulačního tranzistoru  $T_8$  určuje výstupní odpor  $R_{CE8}$  ( $= 2,5 \text{ k}\Omega$ ). Při ruční regulaci můžeme proto použít potenciometr 2,5 k $\Omega$ .

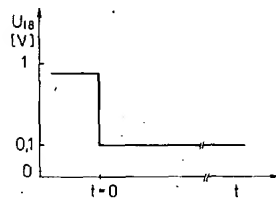
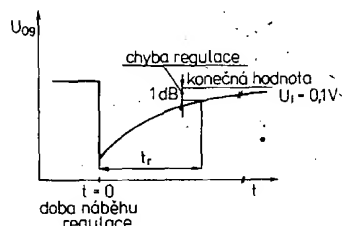
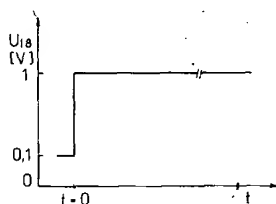
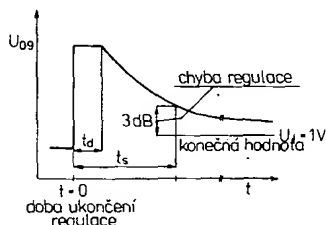
Zvláštnost regulačního tranzistoru spočívá v tom, že jeho kolektor není připojen k žádnému vnějšímu zdroji stejnosměrného napětí. Tranzistor  $T_8$  proto pracuje v nenasyčeném stavu při velmi malém napětí kolektor-emitor  $U_{CE8}$ . V tom pracovním režimu může tranzistor pracovat buď jako proudový omezovač nebo jako zdroj proudu. Při zvětšení proudu báze  $I_{B8}$  se zmenší odpor kolektor-emitor tranzistoru. Při tomto pracovním bodu může tranzistor  $T_8$  regulovat bez zkreslení jen signály s velmi malou amplitudou střídavého napětí (asi jen 2 až 10 mV).

Napětí  $U_K$ , klidový proud  $I_{R13}$ , vstupní odpor  $R_{CE8}$  regulačního tranzistoru a zesílení  $A_u$  v neřízeném rozsahu charakteristiky tvoří účinný řetěz, na jehož začátku stojí napětí  $U_K$ . Jeho velikost určuje polohu bodu A pro nasazení regulace a regulačního rozsahu  $\Delta U_{18}$ . Neopatrné zmenšení napětí  $U_K$  má za následek podstatné zvětšení rozsahu regulace a naopak. Proud  $I_{R21}$ , který je napětově závislý, způsobuje rovněž kolísání napětí  $U_K$  a tím poměrně velkou a nežádoucí závislost regulačního rozsahu na napájecím napětí.

Napětí  $U_K$  bylo u obvodu A202D voleno tak, aby v celém rozsahu napájecího napětí  $U_B$  od 5 do 12 V byl zaručen statický a dynamický regulační rozsah, tzn. musel se zvolit kompromis mezi regulačním rozsahem a zesílením při napájecím napětí 5 V. Zvětšení zesílení na dolní hranici napájecího napětí je způsobeno menším napětím  $U_K$  a tím posunutím



Obr. 106a. Zapojení k měření vlastností obvodu A202D



Obr. 106b. Definice doby nasazení řízení a doby ukončení řízení

pracovního bodu regulačního tranzistoru.

Vlastní regulační rozsah, ležící mezi bodem nasazení a bodem vysazení regulace se rozprostírá až do výstupního napětí  $U_{09}$  asi 900 až 1100 mV. Kladné půlvlny regulovaného výstupního napětí  $U_{09}$  nabíjejí kondenzátory  $C_{16}$  a  $C_{17}$ . Dobití kondenzátorů  $C_{16}$  a  $C_{17}$  zvětší napětí  $U_{11}$ , čímž se ukončí regulace výstupního napětí. Po době 200 ms má výstupní napětí odchylku jen asi 2,5 dB od konečné statické hodnoty.

Záporný skok vstupního napětí o -20 dB (zmenšení napětí z 1000 mV na 100 mV) zmenší za dobu  $t = 0$  výstupní napětí rovněž o 20 dB, neboť v prvním okamžiku kondenzátor  $C_{17}$  zachová proud  $I_{R13}$  protékající před napětovým skokem. Vybitím kondenzátoru  $C_{17}$  se zmenší proud  $I_{R13}$  a výstupní napětí se pomalu zmenší.

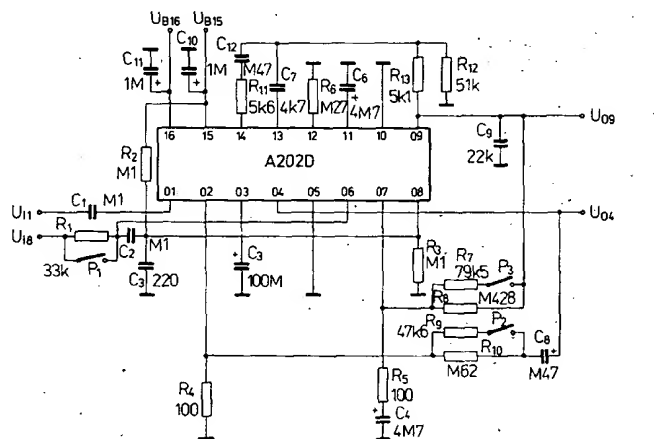
Mezní přípustné údaje, stejně jako charakteristické údaje obvodu A202D jsou v tabulce elektrických údajů. (Údaje se vztahují na předepsané měřicí obvody podle obr. 107 a 106). Z charakteristických údajů je patrné, že obvod je určen pro práci s jmenovitým napájecím napětím 9 V. Musí-li konstruktor použít napájecí napětí 12 V, může dodat výrobce speciálně vybraný obvod s označením A202D-1, který má při napájecím napětí  $U_{B15} = 12 \text{ V}$  zaručenou změnu regulovatelného výstupního napětí  $\Delta U_{09} \leq 6 \text{ dB}$ . Všechny ostatní charakteristické údaje vybraného typu jsou shodné se základním typem.

#### Doporučená zapojení

Příklad praktického zapojení integrovaného obvodu A202D byl již uveden na obr. 102. Pokud nebude uvedeno jiné zapojení, platí všechny dále uvedené informace pro hodnoty součástek v tomto zapojení. Předzesilovač se používá při záznamu jako snímací zesilovač pro řízení nízkofrekvenční části. Proto se může záznamový zesilovač pevně připojit pro funkci „záznam“ a lze vypustit jinak běžně používané množství poruchových přepínačů obvodových prvků.

#### Předzesilovač

Při záznamovém provozu se přivádě v doporučeném zapojení na zesilovač signál (na obr. 102 pracuje předzesilovač jako mikrofonní zesilovač). Kmitočtový průběh zesilovače je ovlivněn členem RC, složeným z rezistorů  $R_{33}$  až  $R_{35}$  a konden-



Obr. 107. Měřicí zapojení obvodu A202D

zátoru  $C_5$  tak, že je až do kmitočtu 50 kHz lineární. Napájecí napětí předzesilovače lze ještě dodatečně filtrovat pomocí zvláštního vývodu 16. Vstupní odpor předzesilovače je 16 k $\Omega$  a závisí pouze na vnitřním odporu mezi vývody 01 a 03.

Při snímání záznamu z pásky má předzesilovač zisk 54 dB na kmitočtu 1 kHz. Korekce zkreslení se připojuje pomocí přepínače „záznam/snímání“ k vývodu 02. Kmitočtový průběh snímaného záznamu je dán vnějšími rezistory  $R_{34}$ ,  $R_{36}$  a  $R_{37}$  a kondenzátorem  $C_6$ . Kapacita kondenzátoru  $C_6$  spolu s indukčností snímací hlavy udává rezonanci pro zvednutí vysokých kmitočtů při snímání. Kondenzátor  $C_7$  slouží k vazbě ní předzesilovače s koncovým stupněm.

#### Záznamový zesilovač

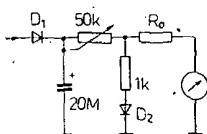
Kmitočtová charakteristika záznamového zesilovače je dána vnějšími rezistory  $R_{41}$ ,  $R_{42}$ ,  $R_{43}$  a kondenzátory  $C_9$ ,  $C_{10}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{13}$  tak, aby splňovala žádaný průběh. Odpor  $R_{44}$ ,  $R_{45}$ ,  $R_{46}$  slouží k vytvoření předpětí báze na vývodu 08. Z výstupu záznamového zesilovače (vývod 09) se přivádí přes  $R_{42}$ ,  $R_{43}$  předpětí báze na vývod 07. Napěťový dělič na výstupu, vytvořený z rezistorů  $R_{51}$ ,  $R_{52}$ , zmenšuje v případě potřeby výstupní signál (využitím řídicích vstupů – vývody 13, 14), takže takto lze ovlivňovat řízené výstupní napětí. Výstupní napětí vývodu 9 se přivádí přes kondenzátor  $C_8$  a rezistor  $R_{40}$  na záznamovou hlavu.

#### Automatické řízení vybuzení

Řídicí zesilovač pracuje přes rezistor  $R_{38}$  a proměnný odpor řídicího tranzistoru na vývodu 06 jako vstupní dělič pro záznamový zesilovač. Při nasyceném řídicím tranzistoru protéká proud báze přechodu kolektoru a emitoru. Proud protékající přechodem kolektor-báze mění koncentraci jen lehce dotované n-epitaxní oblasti. Výsledkem je zmenšení kolektorového odporu řídicího tranzistoru.

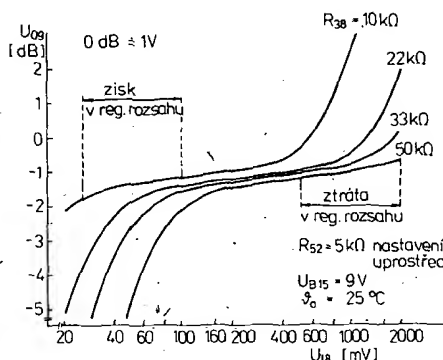
Pokud nebudeme využívat automatického řízení vybuzení, oddělíme vývod 06 od vstupu zesilovače stejně jako regulovatelný tranzistorový odpor, který nahradíme potenciometrem  $R_{39}$  s odporem odpovídající dráhy menším než 2,5 k $\Omega$ . Použijeme-li rezistor 1 k $\Omega$ , zmenší se výstupní napětí asi o 1 dB.

V důsledku koncepce obvodu A202D s automatickým řízením vybuzení, který je určen pro použití v jednoduchých, malých a levných přijímačích s kazetovým magnetofonem, se nepočítá s výstupem pro samostatný měřič úrovně. Pokud se použije ruční řízení vybuzení, může se připojit ukazovatel vybuzení k výstupu (vývod 09) s příslušnou konstantou a nelineárním rozsahem zobrazení. Všeobecně se požaduje na ukazovateli krátká doba náběhu, dlouhá doba zpětného běhu a příslušná kmitočtová závislost vybuditelnosti. Velmi jednoduchý ukazovatel vybuzení je na obr. 108. Dioda D působí spolu s rezistorem  $R = 1$  k $\Omega$  jako bočník v horním rozsahu ukazovatele.



Obr. 108. Jednoduchý indikátor vybuzení při ručním řízení obvodu A202D

Paralelně k automatické vybuzení lze připojit též ruční řízení. Je-li odpor ručního regulátoru 2,5 k $\Omega$ , vzniká uprostřed chyba zmenšením výstupního napětí o 0,15 dB při vstupním napětí  $U_{10} = 100$  mV a 3 dB při 10 mV. Rozsah regulace pro změnu výstupního napětí o 3 dB je při odporu 2,5 k $\Omega$  menší o 3 dB, tj. asi o 10 %. Nadřazení ručního řízení vybuzení nad vybuzením automatickým pomocí obvodu A202D je svým způsobem samoučelné. Indikace vybuzení není proto bezprostředně nutná. Má-li se dosáhnout maximálního vybuzení při řízení záznamu, musí úroveň před rezistorem  $R_{38}$  odpovídat při kmitočtu 1 kHz regulační křivce v rozsahu mezi 100 mV a 1000 mV (obr. 109).



Obr. 109. Výstupní napětí záznamového zesilovače s automatickým řízením vybuzení v závislosti na vstupním napětí

Regulační odchylka je v tomto případě podle technických údajů obvodu A202D menší než 3 dB. Typická odchylka (při napájecím napětí 9 V) je 1 až 2 dB. Regulační křivka se může posunout změnou odporu rezistoru  $R_{38}$  nad rozsah vstupního napětí. Při zmenšení odporu rezistoru  $R_{38}$  se posune regulační charakteristika podle obr. 109. V podstatě zde platí, že regulační rozsah získaný příliš malými vstupními napětími se ztratí při větších vstupních napětích.

#### Automatika vybuzení

Automatika vybuzení má následující úlohy: Úroveň signálu má řídit tak, aby se při hlasitých místech dosáhlo právě vhodného vybuzení. Právě nastavený stupeň zesílení záznamového zesilovače se musí dlouho udržovat konstantní a to nezávisle na úrovni vstupního signálu. Automatika musí okamžitě sledovat motivované kolísání regulace.

Automatika obvodu A202D zúžuje dynamiku záznamu jen v předem daných hranicích podle materiálu použitého záznamového páska. Při signálu, který by mohl přebudit záznam např. o 20 dB, upraví automatika příliš velkou úroveň během 100 ms na velikost, jež nezkrusí záznam na pásku. Přebuzené signály s dobou trvání menší než 200 ms lidské ucho vnímá jako zkreslení.

Kombinace členů AC, složené ze součástek  $R_{48}$ ,  $C_{10}$ ,  $R_{47}$ ,  $C_{18}$  určují zpoždění odezvy obou regulačních výstupů (vývod 13 a 14). Krátké a nežádoucí rušivé impulsy budou potlačeny a nevyvolají působení regulace. K vývodu 12 připojený člen  $C_{17}$ ,  $R_{49}$  pevně nastavuje konstantní nasazení regulace. Rezistor  $R_{49}$  ovlivňuje přes vnitřní rezistor 10 k $\Omega$  mezi vývody 12 a 11 bázi řídicího tranzistoru. Změna konstanty nasazení regulace pomocí  $R_{49}$  působí proto na řízené výstupní napětí a průběh regulační charakteristiky. Takto změněné výstupní napětí lze nastavit opět na žádanou velikost výstupním děličem  $R_{51}$ ,  $R_{52}$ . Dělič

je proměnný v širokých mezích a zaručuje u všech kusů obvodů A202D možnost nastavit výstupní napětí 1 V při vstupním napětí 1 V. Zmenšením odporu rezistoru  $R_{49}$  při stejné kapacitě kondenzátoru  $C_{17}$  (500  $\mu$ F) se zkrátí doba nasazení regulace. S  $R_{49} = 50$  k $\Omega$  se dosáhne při skoku vstupního signálu o  $-20$  dB (z 1 V na 100 mV) regulační odchylky 2 dB vůči nastavené konečné hodnotě po 2 sekundách. Dynamika se přitom již znatelně zmenší. Pro kombinace AC na vývodu 12 podle doporučeného zapojení doba nasazení regulace vyhovuje pro použití IO v kazetových magnetofonech.

Je-li žádoucí komprese dynamiky např. při záznamu zvuku z mikrofonu, může se zmenšit kapacita kondenzátoru  $C_{17}$ . Účelné je však zmenšit odpor rezistoru  $R_{49}$  v daných mezích pro změnu fideletního výstupního napětí, protože bude nepatrně zvětšen regulační rozsah.  $R_{49}$  nemá mít přitom větší odpor než 500 k $\Omega$ , neboť se jinak podstatně zmenší regulační rozsah.

Proto není účelné libovolně zvětšovat odpor rezistoru  $R_{49}$  při požadovaném prodloužení doby nasazení regulace. Zvětšení kapacity kondenzátoru  $C_{17}$  způsobí jen nepatrné zvětšení jinak velmi rychlého nasazení regulace. Z technického hlediska je proto neodůvodněné.

#### Šumové vlastnosti předzesilovače

Předzesilovač integrovaného obvodu A202D má malý šum, tzn. šum prvního zesilovacího stupně je určen velkou strukturou systému prvního tranzistoru a malými zvolenými pracovními proudy (asi jen 61  $\mu$ A). Ekvivalentní šumové napětí činí

$$U_{IN} = \frac{\text{výstupní šumové napětí}}{\text{zesílení při } f = 1 \text{ kHz}}$$

V našem případě je dáno napětím 0,5  $\mu$ V pro šířku 6 dB měřeného kmitočtového pásma 300 Hz až 15 kHz pro obě zpětné vazby předzesilovače. Ke kmitočtové závislosti šumu integrovaného obvodu A202D v pásmu 300 Hz až 30 kHz je třeba dodat, že se zvětší o 10 dB. Naměřený údaj je podstatně menší než údaj uváděný v charakteristických údajích. Vztahuje se na kmitočtově nezávislé napěťové zesílení 60 dB.

#### Připomínka k použití

Obvod A202D se musí uzemnit pomocí obou vývodů pro spojení se zemním potenciálem a to i když se použije pouze předzesilovač. Jestliže se oba vývody nepřipojí na zem, může protékat proud vytvořenou parazitní strukturou tranzistorů p-n-p a n-p-n přes tranzistor  $T_2$ , kterým se zničí vodivá cesta k vývodu 16. Rovněž zasunutí integrovaného obvodu do obímky s připojeným napájecím napětím může působit se stejnou příčinou zničení součástky. K zemnění se zásadně musí vždy používat oba zemní vývody (5 a 10). V případě, že se spinají na zemní potenciál přepínačem, musí se připojovat současně.

Dělič výstupního napětí  $R_{51}/R_{52}$  v doporučeném provozním zapojení slouží k nastavení výstupního napětí v rozmezí 700 mV až 1600 mV. Odpor rezistoru  $R_{38}$  (33 k $\Omega$ ) byl volen tak, aby užitečný regulační rozsah byl právě uprostřed. Použije-li se místo pevného rezistoru potenciometr, lze vyrovnat rozptyly jednotlivých kusů integrovaných obvodů, které způsobují zúžení regulačního rozsahu.

Vývody 15 a 16 pro přívod napájecího napětí se připojují na napájecí zdroj přes odpor  $R_{50}$ . Protože s menším napájecím napětím  $U_{B15}$  se značně zvětšuje regulační

rozsah, je možno v odůvodněném případě zmenšit napájecí napětí vývodu 15.

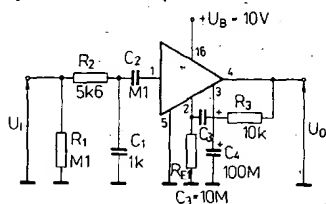
Při provozu se zmenšeným rozsahem dynamiky (např. během přepínání řeč/ hudba) je lepší zmenšit odpor rezistoru  $R_{49}$  než zmenšit kapacitu kondenzátoru  $C_{17}$ , neboť se tím ještě zvětší regulační rozsah.

Předzesilovač je použitelný ve spojení s mikrofony s výstupním napětím od 0,2 mV do 40 mV.

### Nízkofrekvenční předzesilovač s A202D

Hlavní obor použití obvodu A202D je jako záznamový a snímáči zesilovač v kazetových magnetofonech. Součástka si však zaslouží větší pozornost, neboť s ní lze konstruovat nf předzesilovače s aktivní regulací hlasitosti, tónu a řízení úrovně.

Třístupňový galvanicky vázaný předzesilovač má pracovní bod nastaven v optimálním rozsahu provozního napětí stabilizací. Kmitočtovou kompenzaci zesilovače zajišťuje integrovaný diodový kondenzátor. Výsledkem je napěťový zisk naprázdno okolo 73 dB s velmi nepatrným nelineárním zkreslením a to bez zvláštních zapojení zpětnovazební smyčky. Slučitelnost vstupního signálu v doporučeném zapojení podle údajů výrobce s hodnotou  $R_{E1}$  je nepatrná (max. 100 mV). Je proto nutné zjistit v měřicím obvodu podle obr. 110 typické závislosti a chování zesilovačového stupně při vybudení v závislosti na odporu  $R_{E1}$  a současně též zkreslení. Naměřené typické závislosti jsou na obr. 111.

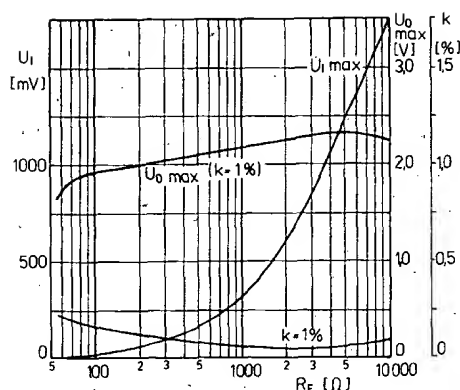


Obr. 110. Zapojení pro měření předzesilovače obvodu A202D

Zpětnovazební odpor nelze zvolit podstatně menší než 10 k $\Omega$ , neboť v důsledku poměrně velkého výstupního odporu předzesilovače (asi 3 k $\Omega$ ) se zmenšuje schopnost vybudení. Dále se prokázalo, že většího vstupního napětí se dosáhne teprve tehdy, bude-li  $R_{E1}$  větší než 1 k $\Omega$ . V tomto případě bude minimální zkreslení při maximálním výstupním napětí.

Při velkém zesílení naprázdno se určí zesílení podle vztahu

Obr. 111. Naměřené závislosti výstupního napětí max. vstupního napětí a zkreslení předzesilovače A202D na odporu vnějšího rezistoru  $R_E$



$$A = \frac{U_0}{U_1} = \frac{R_{E1} + R_K}{R_{E1}}$$

Při praktickém ověřování bylo naměřeno menší zesílení a to v důsledku dělení napětí na vstupu. Nahradíme-li pevný rezistor  $R_{E1}$  potenciometrem 5 k $\Omega$ , lze zesílení nastavovat plynule. Při zesílení větším než 500 se značně zvětší zkreslení (malá zpětná vazba). Výsledkem je zjištění, že se obvod nehodí pro lineární nf předzesilovače.

V zapojení podle obr. 110 nelze nastavit zesílení rovné nule. Výstupním napětovým děličem kombinovaným se zpětnovazebním regulátorem se ovšem může nastavit nulové zesílení. Je k tomu nutné upravit zapojení podle obr. 112 (levá část předzesilovače s řízením zisku). Výstupní napěťový dělič však zmenšuje běžné dosažitelné zesílení asi na polovinu. Proto se musel nalézt při návrhu zapojení kompromis mezi maximálním výstupním napětím, max. zesílením a max. vstupním napětím s ohledem na přípustné zkreslení. Na předzesilovači podle obr. 112 s kompromisně volenými součástkami byly naměřeny tyto technické údaje:

zesílení:  $A = 200$ ,  
vstupní napětí:  $U_{1 \max} = 0,5 \text{ V}$ ,  
výstupní napětí:  $U_{0 \max} = 1,0 \text{ V}$ ,  
zkreslení:  $k = 1 \%$ .

### Aktivní regulátor výšek a hloubek

Druhý funkční blok obvodu A202D (na obr. 112 střední část) – záznamový zesilovač, je zapojen tak, aby vznikl aktivní regulátor výšek a hloubek. Záznamový zesilovač je v podstatě jednoduchý modifikovaný operační zesilovač s invertujícím a neinvertujícím vstupem. Výstupní stupeň je jednoduchý s pracovním odporem 1,8 k $\Omega$ . Protože se u něj nepředpokládá

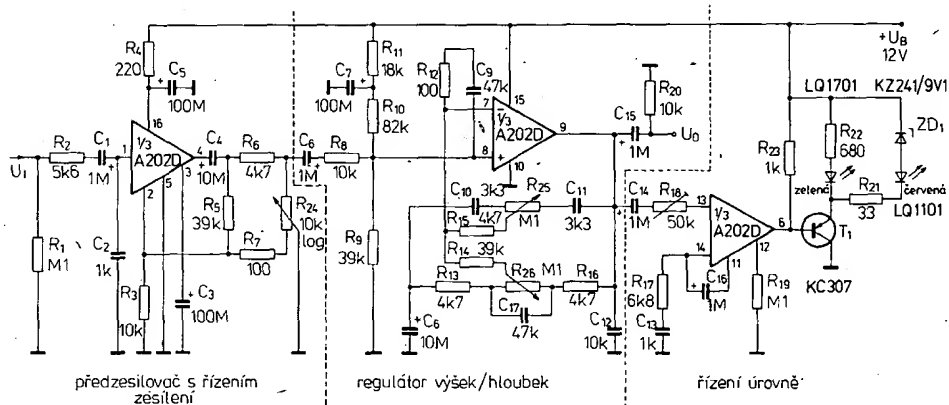
kmitočtová kompenzace, působí běžné zapojení pro regulaci výšek a hloubek značné těžkosti. Má-li se dosáhnout zesílení rovného 1, nelze bez zvláštních úprav potlačit náchylnost zesilovače ke kmitání. Možnosti kompenzace jsou pouze na vstupu a výstupu zesilovače. Kompenzace na výstupu značně omezuje horní mez kmitočtového rozsahu operačního zesilovače. Kompenzace na vstupu zvětšuje šum zesilovačového stupně. Vhodnou kombinací obou způsobů kompenzace a posunutím pracovního bodu lze nalézt nejpriznivější kompromis. Prokázalo se, že v pracovním bodu podle doporučení výrobce (vývod 09 – napětí  $U_B/2$ ) nebylo možno vybudit zesilovač pracující s kapacitní zátěží při vysokých kmitočtech více než na 1 V. Teprve při pracovním bodu posunutém asi na třetinu  $U_B$  bylo možno zesilovač vybudit natolik, aby začalo pracovat oboustranné omezení ( $U_0$  asi 2,5 V). Regulace výšek a hloubek se dosáhlo úpravou zpětnovazebního zapojení (střední část na obr. 112).

### Řízení úrovně

Funkční blok automatického řízení vybudění obvodu A202D lze upravit jako jednoduchý obvod pro řízení úrovně, kterým lze hodnotit následující stavy vybudění:

- příliš malou úroveň nebo žádný signál (bez indikace),
- optimální vybudění (svítí zelená světelná dioda),
- příliš velká úroveň (nebezpečí přebuzení – svítí červená světelná dioda).

Automatické řízení vybudění se v podstatě skládá z detektoru úrovně a regulačního Darlingtonova tranzistoru. Detektor úrovně se použije k vyhodnocení amplitudy signálu. Problém zůstává v prahové úrovni detektoru, neboť detektor nezpra-



Obr. 112. Úplné zapojení nf předzesilovače s regulací výšek, hloubek a řízení úrovně s obvodem A202D

cuje signály s amplitudou menší než 0,5 V.

Použije-li se ke zmenšení proudu Darlingtonův tranzistor (vývod 06 je připojen přes rezistor na napájecí napětí  $U_B$ ), nasytí se tranzistor v doporučeném zapojení po dosažení prahové hodnoty, což znamená, že rozsah indikace by byl velmi malý. Jestliže se vypustí integrační a paměťový kondenzátor, spíná Darlingtonův tranzistor v taktu amplitudy přivedeného signálu. Teprve při velké úrovni signálu na vývodu 13 se posune pracovní bod natolik, že Darlingtonův tranzistor zůstává trvale v nasyceném stavu. Současně se tím též zvětšuje relativní prahová úroveň, takže v úvahu přicházející proud Darlingtonova tranzistoru nastává teprve při amplitudách signálů větších než 0,5 V. Kapacitní vazbou vývodu 11 na vývod 14 sice lze citlivost zvětšit, ale bez změny popsaných spínacích vlastností.

Základní princip řízení úrovně je patrný z pravé části zapojení obr. 112. Přestože výrobce neudává proudovou zatížitelnost Darlingtonova tranzistoru, ze zkušeností s podobnými konfiguracemi tranzistorů vyplývá zatížení jen několika miliampéry. Proto se musí k obvodu připojit budič diskrétní tranzistor p-n-p, zastávající funkci převodníku proudu na napětí. Úbytek na zatěžovacím odporu působí bezprostředně na emitor tranzistoru p-n-p. Bude-li rozdíl napětí  $U_B - U_{E1} \approx 2,5$  V, začne svítit zelená světelná dioda v rytmu signálního napětí. Předřadný odpor slouží jak obvykle k omezení proudu diody na předepsanou velikost. Sériovým zapojením červené svítící diody ze Zenerovou diodou 9 V se dosáhne svitu diody teprve v okamžiku, kdy je Darlingtonův tranzistor plně v nasyceném stavu. Pak je na emitoru tranzistoru p-n-p potenciál země. Sériový odpor i zde slouží k omezení proudu.

Úplné zapojení ní předzesilovače s regulátorem výšek, hloubek a řízením úrovně je na obr. 112. Pomocí odporů  $R_{18}$  se nastavuje spínací bod řízení úrovně (asi 1 V pro červené svítící diodu). Vstupní nízkofrekvenční propust je navržena tak, aby nepropustila vyšší kmitočty než 20 kHz. Z provozního hlediska je potřebné dobře odstínit vstup zesilovače před nežádoucími vlivy v poli. Regulátor zesílení má mít logaritmický průběh, čímž se dosáhne rovnoměrného nastavování. Dosažené technické údaje ní předzesilovače jsou:

napájecí napětí:  $U_B = 12$  V,  
spotřeba proudu v klidu:  $I_{B0} = 18$  mA,  
zesílení:  $A = 0$  až 200,  
vstupní napětí maximální  
při zesílení  $A = 2$ :  $U_i = 500$  mV;  
poměr signálu k šumu  
při zesílení  $A = 200$ :  $S/N \approx 60$  dB,  
zkreslení  $U_0 = 1$  V,  $A = 1$  až 200:  $k \leq 1\%$ ,  
dolní mezní kmitočet ( $-1$  dB):  $f_d = 30$  Hz,  
horní mezní kmitočet ( $-1$  dB):  
 $f_n = 18$  kHz,  
vstupní odpor při  $A = 50$ :  $R_i = 15$  k $\Omega$ .

### Rozdílový zesilovač $\mu A733PC$

Monolitický integrovaný obvod  $\mu A733PC$  maďarské výroby MEV (Tungsram) je dvoustupňový obrazový zesilovač s rozdílovým vstupem a rozdílovým výstupem, jehož šířka přenášeného pásma je 120 MHz. Zesílení zesilovače je nastavitelné ve stupních 10, 100 a 400. Vstupní odpor zesilovače je typicky 250 k $\Omega$ . Ke

svému provozu nepotřebuje zesilovač vnější kmitočtovou kompenzaci.

Elektrické zapojení zesilovače je na obr. 113, schematické zapojení vývodů pouzdra na obr. 114. K dosažení širokého přenášeného pásma, malého fázového zkreslení a velmi dobré stability zisku slouží vnitřní sériová zpětná vazba. Emi-

torové sledovače koncového stupně umožňují budit kapacitní zátěž. Předpětí všech stupňů dodává proudový zdroj, čímž se dosáhlo velkého poměru potlačení vlivu změn napájecího napětí a vlivu soufázového signálu na zesílení obvodu. Pevně nastavené zesílení zesilovače 10, 100 nebo 400 nevyžaduje žádné vnější

### Elektrické údaje $\mu A733PC$

Mezní údaje ( $\theta_a = 0$ až $+70^\circ\text{C}$ )	
Napájecí napětí:	$U_B = \pm 8,0$ V.
Vstupní rozdílové napětí:	$U_{ID} = \pm 5,0$ V.
Vstupní napětí:	$U_i = \pm 6,0$ V.
Výstupní proud:	$I_O = 10$ mA.
Ztrátový výkon celkový:	$P_{tot} = 670$ mW.
Rozsah provozních teplot okolí:	$\theta_a = 0$ až $+70^\circ\text{C}$ .
Rozsah skladovacích teplot:	$\theta_{stg} = -65$ až $+150^\circ\text{C}$ .
Teplota vývodů při pájení ( $t \leq -10$ s):	$\theta_L = 260^\circ\text{C}$ .

### Charakteristické údaje

(platí při  $\theta_a = 25^\circ\text{C}$ ,  $U_B = \pm 6,0$  V, není-li uvedeno jinak)

#### Rozdílové napětí zesílení

zesílení 1<sup>1)</sup>:  $A_{UD} = \text{jmen. } 400; 260 \text{ až } 600,$   
zesílení 2<sup>2)</sup>:  $A_{UD} = \text{jmen. } 100; 80 \text{ až } 120,$   
zesílení 3<sup>3)</sup>:  $A_{UD} = \text{jmen. } 10; 8 \text{ až } 12.$

#### Šířka pásma ( $R_G = 50 \Omega$ )

zesílení 1:  $BW = 40$  MHz,  
zesílení 2:  $BW = 90$  MHz,  
zesílení 3:  $BW = 120$  MHz.

#### Doba náběhu signálu ( $R_G = 50 \Omega$ , $U_{O\text{ M/M}} = 1$ V)

zesílení 1:  $t_r = 10,5$  ns,  
zesílení 2:  $t_r = \text{jmen. } 4,5; \leq 12$  ns,  
zesílení 3:  $t_r = 2,5$  ns.

#### Doba zpoždění signálu ( $R_G = 50 \Omega$ , $U_{O\text{ M/M}} = 1$ V)

zesílení 1:  $t_d = 7,5$  ns,  
zesílení 2:  $t_d = \text{jmen. } 6,0; \leq 10$  ns,  
zesílení 3:  $t_d = 3,6$  ns.

#### Vstupní odpor

zesílení 1:  $R_{i1} = 4$  k $\Omega$ ,  
zesílení 2:  $R_{i2} = \text{jmen. } 30; \approx 10$  k $\Omega$ ,  
zesílení 3:  $R_{i3} = 250$  k $\Omega$ .

#### Vstupní kapacita – zesílení 2:

$C_{i2} = 2$  pF.

#### Vstupní proudová nesymetrie:

$I_{IO} = \text{jmen. } 0,4; \leq 5,0$   $\mu\text{A}$ .

#### Vstupní klidový proud:

$I_{IB} = \text{jmen. } 9,0; \approx 30$   $\mu\text{A}$ .

#### Vstupní šumové napětí

$R_G = 50 \Omega$ ,  $BW = 1$  kHz až 10 MHz:  $U_{IN\text{ ef}} \approx 12$   $\mu\text{V}$ .

#### Vstupní napěťový rozsah:

$U_i \approx \pm 1,0$  V.

#### Potlačení soufázového signálu

$U_{CM} = \pm 1$  V,  $f \leq 100$  kHz, zesílení 1:  $CMR = \text{jmen. } 86; \approx 60$  dB.

$U_{CM} = \pm 1$  V,  $f = 5$  MHz, zesílení 2:  $CMR = 60$  dB.

#### Potlačení vlivu napájecího napětí

$\Delta U_B = \pm 0,5$  V, zesílení 2:  $SVR = \text{jmen. } 70; \approx 50$  dB.

#### Výstupní napěťová nesymetrie

zesílení 1:  $U_{O01} = \text{jmen. } 0,6; \approx 1,5$  V.

zesílení 2, 3:  $U_{O02}, U_{O03} = \text{jmen. } 0,35; \approx 1,5$  V.

$U_O = \text{jmen. } 2,9; 2,4 \text{ až } 3,4$  V.

$U_{O\text{ M/M}} = \text{jmen. } 4,0; \approx 3,0$  V.

$I_O = \text{jmen. } 3,6; \approx 2,5$  mA.

$I_B = \text{jmen. } 18; \approx 24$  mA.

$R_O = 20 \Omega$ .

$A_{UD} = 250 \text{ až } 600,$

$A_{UD} = 80 \text{ až } 120,$

$A_{UD} = 8 \text{ až } 12,$

$R_i \approx 8$  k $\Omega$ .

$I_{IO} \leq 6$   $\mu\text{A}$ .

$I_{IB} \leq 40$   $\mu\text{A}$ .

$U_i \approx \pm 1$  V.

$CMR \approx 50$  dB.

$SVR \approx 50$  dB.

$U_{O01}, U_{O02}, U_{O03} \leq 1,5$  V.

$U_{O\text{ M/M}} \approx 2,8$  V.

$I_O \approx 2,5$  mA.

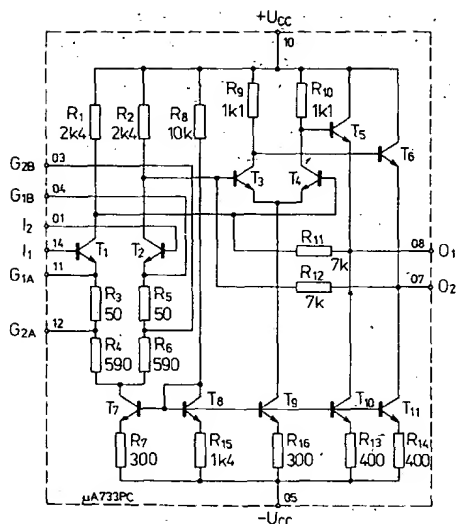
$I_B \approx 27$  mA.

1) Zesílení 1 – vývody  $G_{1A}$  a  $G_{1B}$  navzájem spojeny.

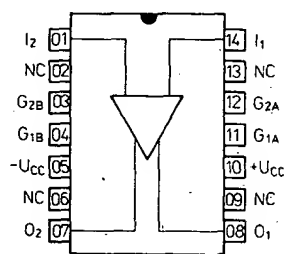
2) Zesílení 2 – vývody  $G_{2A}$  a  $G_{2B}$  navzájem spojeny.

3) Zesílení 3 – všechny vývody pro volbu zesílení nezapojeny.





Obr. 113. Vnitřní elektrické zapojení  $\mu A733PC$



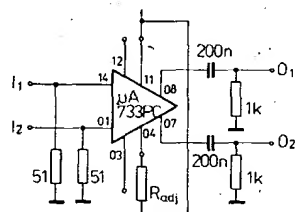
Obr. 114. Zapojení vývodů obvodu  $\mu A733PC$

součástky. K plynule nastavitelnému zesílení v rozsahu od 10 do 400 je zapotřebí pouze jediný vnější rezistor. Vnější kmitočtová kompenzace není zapotřebí pro použití zesilovače s jakýmkoli zesílením.

Součástka je v plastovém pouzdru DIL-14 s 2× sedmi vývody ve dvou řadách. Vývody: 01 – vstup, 02 – nezapojen, 03 – vstup 2 pro výběr zisku 2B, 04 – vstup 1 pro výběr zisku 1B, 05 – připoj záporného napájecího napětí, 06 – nezapojen, 07 – výstup 2, 08 – výstup 1, 09 – nezapojen, 10 – připoj kladného napájecího napětí, 11 – vstup 1 pro výběr zisku 1A, 12 – vstup 1 pro výběr zisku 2A, 13 – nezapojen, 14 – vstup 1.

Zesilovač se napájí ze zdroje dvou napětí  $\pm 6V$ , jeho spotřeba je v provozu velmi malá (průměrně 18 mA). Největšího zesílení (v rozmezí 250 až 600) lze dosáhnout při vzájemném spojení vývodů  $G_{1A}$  a  $G_{1B}$  ( $R_3$  je zkratován). Při tomto spojení je však nejmenší šířka přenášeného pásma (40 MHz). Největší šířky pásma 120 MHz se dosáhne při provozu obvodu s volnými (nepropojenými) vývody báze  $G_{1A}$ ,  $G_{1B}$ ,  $G_{2A}$  a  $G_{2B}$ , přičemž je rozdílový napěťový zisk nejmenší (8 až 12).

Obrazový zesilovač  $\mu A733PC$  je určen k použití v přístrojích a systémech pracujících s magnetickou páskou nebo pruž-



Obr. 115. Širokopásmový zesilovač s nastavitelným ziskem s  $\mu A733PC$

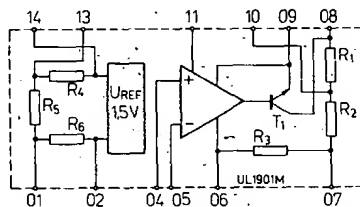
ným diskem, které využívají fázového dekodéru, dále ve velmi rychlých obvodech s drátovanou pamětí. Vhodný je i pro jiná běžná zapojení obrazových a impulsních zesilovačů, po nichž se požaduje velká šířka přenášeného pásma, malý fázový posuv a mimořádně velká stabilita zesílení zesilovače.

Návrh zapojení zesilovače s popsáním obvodem  $\mu A733PC$  s nastavením napěťového zisku je na obr. 115. K nastavení zesílení se doporučuje použít stabilní potenciometr (v zapojení označen  $R_{adj}$ ), kterým lze zesílení nastavovat plynule.

### Stabilizátor rychlosti otáčení elektromotorků, UL1901M, UL1901KI, UL1901KII

Integrovaný obvod UL1901M je speciální obvod ke stabilizaci rychlosti otáčení malých stejnosměrných elektromotorků s trvalým magnetem, které se používají hlavně v magnetofonech, gramofonech, filmových kamerách, hračkách a jiných zařízeních, napájených stejnosměrným napětím od 4 do 18 V. Tyto motorky odebírají při plném zatížení proud až 0,2 A a vytvářejí „protielektromotorickou“ sílu až asi 1 V. Integrovaný obvod UL1901M stabilizuje rychlost otáčení motorku při změnách napájecího napětí, zatížení motorku způsobeném změnou odběru proudu a při změnách teploty okolí. Obvod se vyznačuje pružností při použití motorků s různou charakteristikou, především velkou stabilitou referenčního napětí, malým saturačním napětím, velkým náběhovým proudem a tepelnou ochranou.

Funkční blokové zapojení obvodu UL1901M je na obr. 116. Obvod je v plas-



Obr. 116. Funkční blokové zapojení a zapojení vývodů obvodu UL1901M

tovém pouzdře CE75B a 2× sedmi vývody tvarovanými do čtyř řad a se zalisovanou kovovou chladič destičkou v horní části pouzdra. Konstrukce pouzdra dovoluje použít chladič, překročí-li ztrátový výkon součástky 1 W. Výrobce Unita-CEMI předpokládá zavedení výroby stejné součástky s upraveným pouzdrem TO-116 bez kovové vložky, která by měla menší ztrátový výkon. Přímý zahraniční ekvivalent obvodu UL1901M je obvod ESM227 francouzského výrobce Thomson-CSF.

Funkce jednotlivých vývodů: 01 – připoj vnějšího potenciometru pro regulaci rychlosti otáčení motorku, 02 – vývod referenčního napětí, 03 – nezapojovat, 04 – invertující vstup zesilovače, 05 – neinvertující vstup zesilovače, 06 – připoj napájecího napětí  $+U_{cc}$ , 07 – vývod středu rezistorů  $R_3$  a  $R_2$ , 08 – kolektor vnitřního výkonového tranzistoru, 09 – emitor vnitřního výkonového tranzistoru, 10 – vývod středu rezistoru  $R_1$  a  $R_2$ , 11 – vývod se používá pro okamžité zastavení motorku (pomocí spínače), 12 – tepelná ochrana, 13 – připoj vnějšího potenciometru pro regulaci rychlosti otáčení motorku, 14 – vývod referenčního napětí.

Blokové zapojení obvodu UL1901M, které je přehlednější, je na obr. 117. Lze z něj posoudit funkci obvodu jako regulátor rychlosti otáčení elektromotorku s vnitřním odporem  $R_M$ , který současně vytváří „protielektromotorickou sílu“  $E$  přidávaných otáčkách  $N$  za sekundu. Jako snímač proudu protékajícího elektromotorkem slouží odpor  $R_p$ , zapojený v sérii s elektromotorkem  $M$  (obr. 118).

Předpokládáme tyto vstupní podmínky:

a) „Protielektromotorická síla“  $E$  motorku je úměrná rychlosti otáčení (počtu otáček  $N$ )

$$E = aN,$$

kde  $a$  je konstanta. Odtud plyne, že udržení stálé rychlosti otáčení závisí přímo úměrně na udržení stejné „protielektromotorické síly“  $E$  motorku.

b) Napětí na motorku je

$$U_M = E + R_M I_M,$$

kde  $R_M$  je především odpor vinutí motorku a odpor styku kolektoru. Je-li  $E$  konstanta,  $R_M$  konstanta, musí se napětí  $U_M$  měnit lineárně se změnou proudu  $I_M$ , který protéká elektromotorkem.

c) Zanedbáme vstupní klidový proud a napěťovou nesymetrii operačního zesilovače. Zesílení operačního zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby je velmi velké. Vezmeme-li v úvahu všechny výše uvedené předpoklady, můžeme stanovit, že součinitele  $K_1$  podílu napětí,  $K_2$  podílu referenčního napětí  $U_{REF}$  jsou určeny nezátíženými děliči. Pro napětí  $U_1$  jsou příslušné rezistory děliče  $R_{21}$ ,  $R_{22}$ ,  $R_{23}$  pro napětí  $U_{REF}$  rezistory  $R_9$ ,  $R_{12}$ ,  $R_{11}$  a  $R_{13}$   $R_p$ .

Shodně s označením na obr. 118 platí následující vztahy regulačního obvodu:

$$U_2 = K_1 U_1,$$

$$U_2 = K_2 U_{REF} + I + I_M R_p,$$

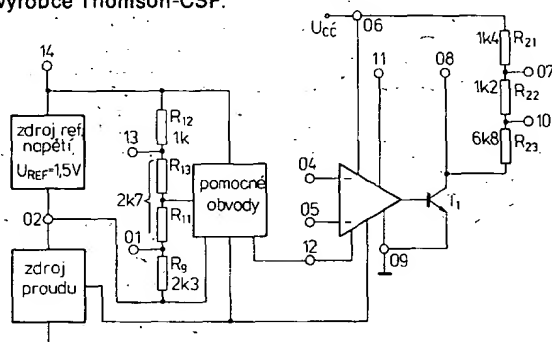
$$U_1 = (I + I_M) R_p + I_M R_M + E,$$

odtud platí

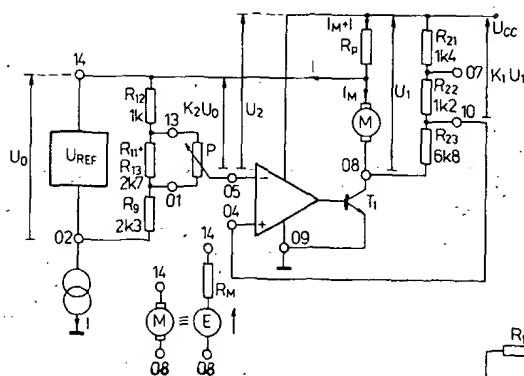
$$K_1 U_1 = K_2 U_{REF} + (I + I_M) R_p,$$

$$E = \frac{K_2}{K_1} U_{REF} + \frac{R_p}{K_1} (I + I_M) - (I + I_M) R_p - I_M R_M,$$

$$E = \frac{K_2}{K_1} U_{REF} + I_M \left[ R_p \left( \frac{1}{K_1} - 1 \right) - R_M \right] + \frac{1}{I R_p} \left( \frac{1}{K_1} - 1 \right). \quad (1)$$



Obr. 117. Zjednodušené blokové zapojení obvodu UL1901M



Jak je patrné ze vztahu (1), aby  $E$  nezáviselo na  $I_M$ , musí být

$$R_p \left( \frac{1}{K_1} - 1 \right) = R_M, \quad (2)$$

$$R_p = R_M \frac{K_1}{1 - K_1}$$

a proto bude

$$E = \frac{K_2}{K_1} U_{REF} + I_R \left( \frac{1}{K_1} - 1 \right) \quad (3)$$

Protože druhý ze sčítanců ve vztahu (3) je v praktických zapojeních velmi malý, lze jej vynechat a vztah zkrátit na

$$E = \frac{K_2}{K_1} U_{REF} \quad (4)$$

Pro výše uvedené vztahy platí:

1. Protože  $K_1$  je konstanta (dělič  $R_{21}$ ,  $R_{22}$ ,  $R_{23}$ ), závisí  $R_p$  pouze na  $R_M$ . Volíme jej podle vztahu (2). Odpor  $R_M$  je však silně závislý na teplotě (měděný drát vinutí motorku), proto  $R_p$  je třeba vyrobit rovněž z měděného drátu. Tím se dosáhne shodného průběhu změny odporů  $R_M$  a  $R_p$  při změnách teploty. Vinutí  $R_p$  má být ve tvaru tlumivky, která navíc filtruje rušení způsobené elektromotorkem.

2. Plynulou nebo skokovou změnou  $K_2$  lze ustálit požadovanou rychlost otáčení elektromotorku  $N$  (vztah (4)).

3. Odpor  $R_p$  je třeba volit pokud možno malý, aby úbytek na něm byl rovněž malý. Odtud (vztah (2)) má být  $K_1$  malé. V zapojení s obvodem UL1901M se doporučuje použít těchto  $R_p$ :

Potenciometr $P$ připojen mezi	$E$ [V]	Vypočtený $R_p$ [ $\Omega$ ]
vývody 2 a 14	0,5 až 5,4	$R_M/2,7$
vývody 1 a 13	1 až 3	$R_M/6$

\*) Údaj pro  $R_p$  platí při zkráceném rezistoru  $R_{21}$ .

4. Minimální napájecí napětí je nutno odhadnout ze vztahu

$$3,8 \approx U_{CC \min} = I_M (R_p + R_M) + E + U_{CE \text{ sat } T_1}$$

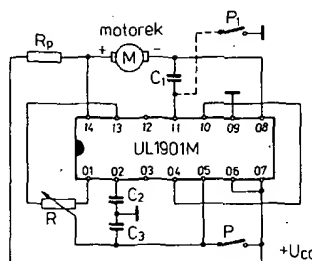
### Doporučená zapojení

Zapojení integrovaného obvodu UL1901M ke stabilizaci rychlosti otáčení elektromotorku typu E3208N je v praxi prověřeno v kazetovém magnetofonu MK122 výrobce Unitra. Elektrické zapojení celého stabilizačního obvodu je na obr. 119, deska s plošnými spoji s rozmístěním součástek na obr. 120.

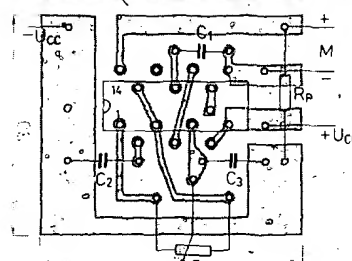
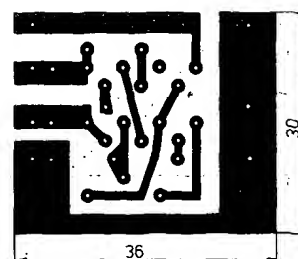
Funkce jednotlivých součástek zapojení:

$C_1$  – zamezuje nežádoucímu kmitání při otevřené smyčce zpětné vazby,

Obr. 118. Zjednodušené zapojení obvodu UL1901M, které znázorňuje funkci regulátoru rychlosti otáčení motorku



Obr. 119. Praktické zapojení obvodu UL1901M pro regulaci rychlosti otáčení motorku  $M$  v kazetovém magnetofonu



Obr. 120. Návrh desky s plošnými spoji a rozložení součástek regulátoru otáček elektromotorku podle obr. 119 (deska U223)

Elektrické údaje UL1901M, UL1901KI, UL1901KII

### Mezní údaje ( $\theta_a = +25^\circ\text{C}$ )

Napájecí napětí:	$U_{CC} = 3,8$ až $18\text{ V}$ .
Výstupní proud:	$I_O = 1,8\text{ A}$ .
Ztrátový výkon celkový:	
$\theta_a = 25^\circ\text{C}$ , UL1901M:	$P_{tot} = 1000\text{ mW}$ .
UL1901KI:	$P_{tot} = 600\text{ mW}$ .
UL1901KII:	$P_{tot} = 1500\text{ mW}$ .
$\theta_a = 70^\circ\text{C}$ , UL1901M:	$P_{tot} = 560\text{ mW}$ .
UL1901KI:	$P_{tot} = 300\text{ mW}$ .
UL1901KII:	$P_{tot} = 700\text{ mW}$ .
Teplotný odpor přechod-okolí:	$R_{thja} = 90\text{ K/W}$ .
Teplotný odpor přechod-pouzdro:	$R_{thjc} = 40\text{ K/W}$ .
Rozsah pracovních teplot okolí:	$\theta_a = -25$ až $+70^\circ\text{C}$ .
Rozsah skladovacích teplot:	$\theta_{stg} = -40$ až $+125^\circ\text{C}$ .

### Charakteristické údaje ( $\theta_a = +25^\circ\text{C}$ )

Napájecí napětí:	$U_{CC} = 3,8$ až $18\text{ V}$ .
Referenční napětí:	
$U_{CC} = 9\text{ V}$ , UL1901M:	$U_{REF\ 14/2} = \text{jmen. } 1,5; 1,35 \text{ až } 1,65\text{ V}$ .
UL1901KI:	$U_{REF\ 14/2} = \text{jmen. } 1,35; 1,2 \text{ až } 1,65\text{ V}$ .
UL1901KII:	$U_{REF\ 14/2} = \text{jmen. } 1,35; 1,2 \text{ až } 1,5\text{ V}$ .
Proud odebíraný regulátorem:	$I_{CC} = 6 + \frac{I_O}{80}$ .
Teplotní součinitel referenčního napětí,	
$U_{CC} = 9\text{ V}$ , $\theta_a = 0^\circ\text{C}$ až $+70^\circ\text{C}$	
UL1901M:	$\frac{\Delta U_{ref}}{\Delta \theta_a} = \text{jmen. } -0,3; -0,7 \text{ až } +0,2\text{ mV/K}$ .
UL1901KI:	$0,2\text{ mV/K}$ .
UL1901KII:	$\text{jmen. } -0,1; -0,5 \text{ až } +0,2\text{ mV/K}$ .
Změna referenčního napětí při změně napájecího napětí	
$U_{CC} = 6\text{ V}$ na $15\text{ V}$ , UL1901M, UL1901KII:	
UL1901KI:	$U_{REF} = \text{jmen. } 0; -3 \text{ až } +3\text{ mV}$ .
$U_{CC} = 4\text{ V}$ na $18\text{ V}$ :	$U_{REF} = \text{jmen. } 0; -5 \text{ až } +5\text{ mV}$ .
	$U_{REF} = \text{jmen. } 0; -15 \text{ až } +15\text{ mV}$ .

### Vstupní klidový proud

zesilovače ( $I_{4/5}$ ):  $I_{IB} = 4\text{ }\mu\text{A}$ .

Saturační napětí výstupního tranzistoru při proudu motorku,

$I_O = I_M = 0,2\text{ A}$ :  $U_{CE\ 8/9\text{ sat}} = 0,15\text{ V}$ .

$I_O = I_M = 0,8\text{ A}$ :  $U_{CE\ 8/9\text{ sat}} = 1\text{ V}$ .

### Výstupní proud v době rozběhu motorku

$U_{CC} = 3,8\text{ V}$ ,  $R_M = 10\text{ }\Omega$ :  $I_O \approx 0,3\text{ A}$ .

$U_{CC} = 12\text{ V}$ ,  $R_M = 10\text{ }\Omega$ :  $I_O = \text{jmen. } 0,8; \geq 0,7\text{ A}$ .

### Závislost změny rychlosti otáčení na změně napájecího napětí

$\Delta U_{CC}/U_{CC} = \pm 33\%$ ,  $I_O = 50\text{ mA}$ :  $\frac{\Delta \omega}{\omega} = \pm 0,3\%$ .

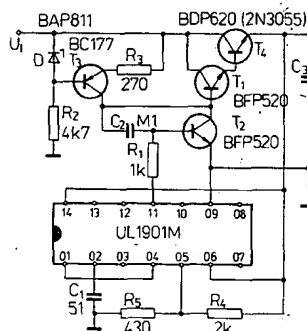
### Závislost změny rychlosti otáčení na změně zatěžovacího proudu

$I_O = 100\text{ mA}$  na  $200\text{ mA}$ :  $\frac{\Delta n^{-1}}{\Delta I_O} = 0,6\%$ .

- $C_2$  – zamezuje kmitání obvodů zdroje referenčního napětí,  
 $C_3$  – zamezuje kmitání obvodů s uzavřenou smyčkou zpětné vazby,  
 $P$  – lineární potenciometr slouží k nařízení požadované rychlosti otáčení elektromotoru (nastavení součinitele  $K_2$  ve vztahu (4)),  
 $R_p$  – rezistor navinutý z měděného drátu o  $\varnothing 0,1$  mm; kompenzuje vliv proudu elektromotoru  $I_M$  na rychlost otáčení  $N$  (volba podle vztahu (2)),  
 $S$  – spínač STOP slouží k zastavení motoru; po sepnutí spínače se připojí napájecí napětí  $U_{CC}$  na invertující vstup operačního zesilovače, což způsobí uzavření regulačního tranzistoru  $T_1$  a zastaví se motorek. Motorek lze nastavit rovněž připojením vývodu 11 integrovaného obvodu na zemní potenciál (v obr. 119 naznačeno čárkovaně).

V krajních polohách běžce potenciometru  $P$  má při napájecím napětí  $U_{CC} = 8$  V a proudu  $I_M = 50$  mA motorek tuto největší a nejmenší rychlost otáčení  $N_{\max} = 55,56$  ot/s = 3333 ot/min,  $N_{\min} = 21,19$  ot/s = 1271 ot/min.

Stabilizační obvod spolehlivě pracuje v rozsahu napájecího napětí  $U_{CC}$  od 5,0 do 18 V při proudu elektromotoru  $I_M = 100$  mA. Zmenšením proudu  $I_M$  se snižuje dolní hranice napájecího napětí  $U_{CC}$ . Operační zesilovač a zdroj referenčního napětí, integrované v obvodu UL1901M, se mohou samostatně využít při návrhu a konstrukci stabilizátoru napětí. Na obr. 121 je stabilizátor napětí



obr. 121. Stabilizátor napětí 5 V/2 A s obvodem UL1901M

s výstupním napětím 5 V, určený pro napájení logických integrovaných obvodů TTL řady MH74, UCY74 či SN74.

#### Technické údaje stabilizátoru:

Výstupní napětí:  $U_o = 5$  V.

Výstupní proud:  $I_o = 2$  A.

Změna výstupního napětí  $U_o$  při změně vstupního napětí  $U_i$  v rozsahu napětí 6,6 V až 26,6 V:  $\Delta U_o \leq 0,1$  mV.

Teplotní součinitel výstupního napětí  $16^\circ\text{C} \leq \vartheta_a \leq 46^\circ\text{C}$ :  $\Delta U_o / \Delta \vartheta \leq 0,7$  mV/K.

Funkce některých vnějších součástek stabilizátoru:

- $C_1$  – potlačuje kmitání obvodů zdroje referenčního napětí,
- $C_2$  – potlačuje případné nežádoucí kmitání stabilizátoru.

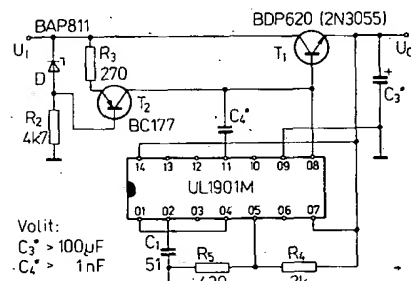
Obvod stabilizátoru může pracovat s několikrát většími výstupními proudy, zvětší-li se rozměry chladiče tranzistoru  $T_1$  na potřebný rozměr.

Výstupní napětí stabilizátoru lze plynule regulovat, připojí-li se potenciometr mezi vývody 01 a 13 integrovaného obvodu UL1901M, běžec na vývod 04, místo

pevného děliče  $R_4$ ,  $R_5$  se použije potenciometr s běžcem připojeným k vývodu 05.

Stabilizační obvod byl navržen tak, aby regulační tranzistor integrovaného obvodu UL1901M byl uzavřen. Vhodnou volbou lze pak dosáhnout výstupního napětí stabilizátoru v mezích 3,8 až 18 V.

Pro přesně vymezené zatěžovací proudy lze využít tranzistorů uvnitř integrovaného obvodu k řízení sériového tranzistoru BDP620 stabilizátoru napětí. Návrh zapojení je na obr. 122. Nevýhodou tohoto



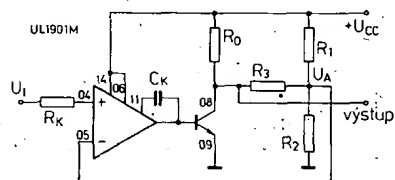
obr. 122. Modifikované zapojení stabilizátoru napětí podle obr. 121 s obvodem UL1901M

zapojení je možnost snadného rozkmitání, které však lze potlačit vhodnou volbou kapacity kondenzátorů  $C_4$  a  $C_3$ .

Integrovaný obvod UL1901M je, jak víme, v podstatě určen ke stabilizaci rychlosti otáčení motorů. Protože základní řídicí obvod zpravidla nevyužívá přímé tachometrické záporné vazby, vznikla různá jiná zajímavá použití obvodu v lineární obvodové technice. Především se využívá rozdílového zesilovače s asymetrickým výkonovým stupněm a zdroje referenčního napětí. Pomocí těchto funkčních bloků lze realizovat zajímavá impulsní zapojení. S ohledem na dosti komplikovanou vnitřní strukturu obvodu vyžadují zapojení jen několik vnějších součástek, což zaručuje jednoduchost konstrukce a velkou spolehlivost provozu. Poměrně malé napájecí napětí předurčuje tato zapojení jak pro průmyslové účely, tak přístroje s bateriovým napájením, v autoelektronice apod.

#### Napěťový komparátor

Základní zapojení napěťového komparátoru je na obr. 123. Pro malá vstupní

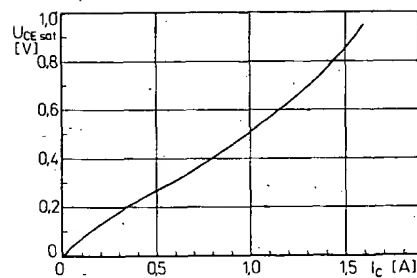


obr. 123. Návrh zapojení napěťového komparátoru s UL1901M

napětí, menší než  $U_{A1}$ , kde je dáno napětí v bodě A

$$U_{A1} = \frac{U_{CC} R_2}{R_2 + \frac{R_1 (R_3 + R_0)}{R_1 + R_3 + R_0}} \quad (5)$$

je výstupní tranzistor odpojen, což je příčinou vzniku velkého napětí na výstupu, které se prakticky rovná  $U_{CC}$  (za předpokladu, že  $R_0 \ll R_1, R_2, R_0$ ). Bude-li vstupní napětí větší než  $U_{A1}$ , přejde tranzistor do stavu nasycení, což způsobí



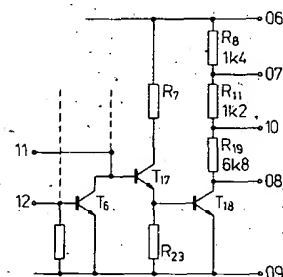
obr. 124. Závislost saturačního napětí  $U_{CE \text{ sat}}$  na proudu kolektoru výstupního tranzistoru obvodu UL1901M

změnu napětí v bodě A na velikost  $U_{A2}$ . To je pak dáno

$$U_{A2} = \frac{U_{CC} R_2 R_3 + U_{CE \text{ sat}} R_1 R_2}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} \quad (6)$$

Ve většině případů lze ve vzorci (6) stanovit konstantu  $U_{CE \text{ sat}}$ , nemusí-li toto napětí být větší. Typická závislost průběhu  $U_{CE \text{ sat}} = f(I_c)$  je na obr. 124.

Rezistory  $R_1$  a  $R_2$  na obr. 123 jsou součástí integrovaného obvodu, což dále omezuje potřebu vnějších součástek na pouhé tři. Zapojení koncového stupně integrovaného obvodu UL1901M je na obr. 125. Vhodným využitím vývodů 06,



obr. 125. Zjednodušené zapojení výstupního stupně obvodu UL1901M

07, 08, 10 lze získat různé hodnoty hysterezního napětí komparátoru.

K účtům parazitních oscilací slouží kmitočtový kompenzační obvod. Kapacita jeho kondenzátoru  $C_k$  se musí volit v rozsahu několika pF s ohledem na případnou výstupní reaktanci.

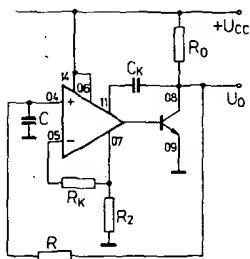
V popisovaném zapojení lze stanovit rozsahy výstupního napětí vynucením průtoku proudu do vývodu 11 nebo 12. Proud  $I_{12} = 0,2$  mA způsobuje odpojení výstupního tranzistoru  $T_{18}$ , proud  $I_{11} = 3$  mA zajišťuje stav nasycení tohoto tranzistoru. Základními přednostmi komparátoru jsou:

- velký výstupní výkon,
- malý počet potřebných vnějších součástek,
- poměrně velká pracovní rychlost (max. 300 kHz),
- možnost hodinového řízení.

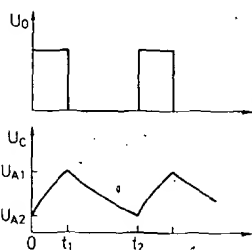
Mezi nevýhody komparátoru lze uvést nutnost poměrně velkých vstupních napětí (2 až 7 V), velký předpětový proud (max. 4  $\mu$ A), který narušuje důslednou volbu  $R_k$ .

#### Generátor pravoúhlých impulsů

Na podkladě zapojení na obr. 123 lze konstruovat generátor pravoúhlých im-



Obr. 126. Návrh zapojení generátoru pravoúhlých impulsů s UL1901M



Obr. 127. Základní časové průběhy impulsů v zapojení podle obr. 126

pulsů. Jeho zapojení je na obr. 126, základní časové průběhy jsou na obr. 127. Na jeho výstupu lze odebrat pravoúhlé impulsy s činitelem plnění  $\gamma$ , měnitelným od 0,5. V podstatě je možná taková volba součástek, aby doba  $t = t_2 - t_1$  se rovnala

$$\frac{t_1}{t_2} = 0,5.$$

V časovém rozsahu  $0 \leq t \leq t_1$  lze stanovit napětí na kondenzátoru podle vztahu

$$U_C = U_{A2} + (U_{CC} - U_{A2}) \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (7).$$

Naproti tomu pro  $t_1 \approx t \approx t_2$  bude

$$U_C = U_{A1} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (8).$$

Dosažením hraničních podmínek do vztahů (7) a (8) lze odvodit, že pro  $\gamma = 0,5$  musí být splněna podmínka

$$U_{A1} + U_{A2} = U_{CC} \quad (9).$$

Dosažením hraničních podmínek do vztahů podmínky symetrie výstupního napětí v podobě  $R_1 = R_2$ , kde  $R_1$  je vnitřní odpor integrovaného obvodu UL1901 (obr. 123). V uvažovaném případě je rozsah změn výstupního napětí

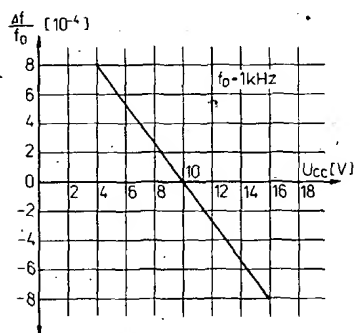
$$T = RC \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) \quad (10).$$

Odtud bude rozsah změn napětí na kondenzátoru

$$U_{A1} - U_{A2} = \frac{U_{CC} R_1}{R_1 + 2R_3} \quad (11).$$

Ze vztahu (11) je patrné, že chceme-li získat poměrně malý kmitočet při kon-

stantní kapacitě  $C$ , musíme volit odpor rezistoru  $R_3$  pokud možno malý, avšak takový, aby nebylo překročeno přípustné kladné vstupní napětí zesilovače (2 až 7 V). Popsaný generátor se vyznačuje dobrou stálostí kmitočtu. Jeho závislost  $f = f(U_{CC})$  je na obr. 128.



Obr. 128. Stabilita generátoru pravoúhlých impulsů

Základním činitelem nestability je změna  $U_{CE sat} = f(U_{CC})$  (obr. 124). Příčinou změn součinitele plnění je nabíjení a vybíjení kondenzátoru přes různé velké odpory. Vhodným zapojením diody v nabíjecím obvodu kondenzátoru lze dosáhnout velmi malého činitele plnění až do 0,0005 při nezbytně velkých dobách průchodu signálu řádově 100 ns.

Generátor může rovněž pracovat ve vypínacím provozu, a to při průchodu proudů  $I_{11}$  nebo  $I_{12}$ . Musí se však počítat se skutečností, že první impuls série impulsů musí být delší. Jednoduchost a spolehlivost v provozu může přispět k použití generátoru v číslicových a tyristorových obvodech, v regulačních a signalizačních obvodech.

Jiný zajímavý příklad použití integrovaného obvodu UL1901M je zapojení na obr. 129 pro řízení číslicových zobrazovačů, které samočinně mění jas středně velkých

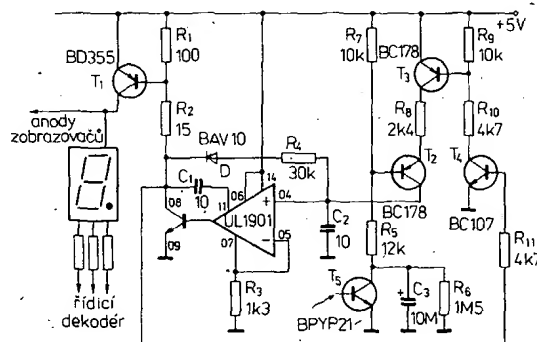
sedmisegmentových zobrazovacích jednotek v závislosti na osvětlení okolí. Řízení jasu zobrazovačů umožňuje dosáhnout velmi dobré čitelnosti znaku za denního světla i ve tmě. Nevýhodou zapojení je poměrně velký příkon proudu.

Zapojení využívá mimo integrovaný obvod UL1901M dalších pět tranzistorů, jednu diodu a několik dalších součástek. Proud kolektorů fototranzistoru  $T_5$  je zesilován proudovým zesilovačem s tranzistorem  $T_2$ . Kondenzátor  $C_2$  se nabíjí kolektorovým proudem  $T_2$  úměrně s osvětlením okolí. Kondenzátor  $C_2$  se vybíjí přes odpor  $R_4$ , diodu  $D_1$  a výstupní tranzistor obvodu UL1901M. Tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  kličují nabíjecí proud kondenzátoru a zajišťují velkou změnu činitele plnění impulsů výstupního napětí. Rozsah jasu zobrazovače ve tmě je možno řídit odporem  $R_6$ , zesílení obvodu změnou odporů  $R_7$  nebo  $R_8$ . Kondenzátor  $C_3$  filtruje zvlnění světla s kmitočtem 100 Hz. Popsané zapojení s uvedenými součástkami dodává výstupní proud 2,5 A, což postačuje k provozu mnohamístního polovodičového zobrazovače.

Na závěr je třeba konstatovat, že integrovaný obvod UL1901M je cennou součástí v lineární i impulsní technice. S ohledem na velký výstupní výkon, jedno napájecí napětí a velkou pracovní rychlost se může výhodně použít tento obvod k řízení tyristorů, impulsních a přepínacích stabilizátorů apod.

Kromě základního provedení regulátoru UL1901M dodává polský výrobce další dva podtypy regulátorů, označené UL1901KI a UL1901KII. Jejich základní údaje a praktické použití jsou stejné jako u UL1901M. Rozdíly spočívají pouze v maximálním dovoleném ztrátovém výkonu, který je u typu UL1901KI menší (600 mW), u UL1901KII větší (1500 mW). Další rozdíl je v poněkud jiné toleranci referenčního napětí (1,2 až 1,5 V, příp. 1,2 až 1,65 V) při stejném jmenovitém Zenerově napětí a ve zlepšeném teplotním součiniteli referenčního napětí ( $-0,5$  až  $+0,2$  mV/K) u typu UL1901KII.

Obr. 129. Zapojení řídicího obvodu velkoplošných číslicových zobrazovačů s obvodem UL1901M



## Dům techniky ČSVTS Praha pořádá ve II. pololetí 1986 korespondenční kurs výpočetní techniky:

### 1. Digitální zpracování a přenos obrazu I

Kurs pojednává o novém směru elektroniky, který klíčovým způsobem zasahuje do robotiky, umělé inteligence, automatické kontroly výroby, zabezpečovací techniky, zdravotnictví, zemědělství, dálkového průzkumu Země atd. Jen pomocí digitálního obrazu může stroj vidět. Mnohdy postačuje, když stroj jen vylepší sledovaný obraz. Cílem kursu je umožnit frekventantům vstup do tohoto nového směru elektroniky.

**Cena kursu cca 400 Kčs. Informace a přihlášky přijímá:**

Dům techniky ČSVTS Praha, s. Holiková,  
Gorkého nám. 23, 112 82 Praha 1; tel. 26 67 53.

# SROVNÁVACÍ TABULKA INTEGROVANÝCH OBVODŮ

Typ	Výrobce	TESLA	RFT NDR	Tungsram MLR	Unitra Cemi PLR	IPRS RSR	SSSR	BLR
<b>STABILIZÁTORY NAPĚTÍ, REGULAČNÍ OBVODY, ZDROJE REFERENČNÍHO NAPĚTÍ</b>								
AD589 ESM227	AD Thomson-CSF		B589N		UL1901M ~ UL1901KI UL1901KII	BA305		
ESM227N LM305 LM317HVT LM317T LM337HVT LM337T	Thomson-CSF NS NS NS NS NS		B3171V B3170V B3371V B3370V		UL75P05L UL75N05L			
MC78L05AC MC79L05AC REF01 REF01D REF01H SF.C2305 SF.C2805RC SF.C2806LEC SF.C2806RC SF.C2808LEC SF.C2808RC SF.C2812RC	Motorola Motorola PMI PMI PMI Thomson-CSF Thomson-CSF Thomson-CSF Thomson-CSF Thomson-CSF Thomson-CSF Thomson-CSF	MAC01 MAB01D MAB01H			UL7501N UL7505L UL7506G UL7506L UL7508G UL7508L UL7512L ULA6512L UL7515G UL7515L UL7518L UL7518G UL7523N UL7524G UL7524L			
SF.C2815LEC SF.C2815RC SF.C2818RC SF.C2818LEC SF.C2823EC SF.C2824LEC SF.C2824RC TAA550 TAA550 TAA550 TAA550	Thomson-CSF Thomson-CSF Thomson-CSF Thomson-CSF Thomson-CSF Thomson-CSF Thomson-CSF Intermetall Intermetall Intermetall Thomson-CSF			TAA550A <sup>21)</sup> TAA550B <sup>22)</sup> TAA550C <sup>23)</sup> TAA550	UL1550L ULA1550L <sup>5)</sup> UL1520L	TAA550		1PH61 1PH152 1PH153
TCA720 TDA1057 TDA1057 TDA1057 TDA2640 μA723HM μA723HM μA723PC μA723PC μA7805KC μA7805UC μA7812KC μA7808UC μA7815KC μA7812UC μA7824KC μA7815UC μA7905UC μA7908UC μA7912UC μA7915UC	ITT Philips Philips Philips Mullard Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild	MAA723 MAA723H MAA723CN  MA7805  MA7812  MA7815  MA7824		TDA1057-1 TDA1057-2 TDA1057-3  μA723PC μA723PCE <sup>1)</sup>	UL1540N  UL7523N		K1EH421	1PH723 ~1PH723C 1PH723CP  1PH7805CP 1PH7808CP 1PH7812CP  1PH7815CP 1PH7905CP 1PH7908CP 1PH7912CP 1PH7915CP
<b>NÍZKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE VÝKONU</b>								
LA4030P LA4031P LA4032P TAA300  TAA310  TAA611 TAA900 TBA790A	Sanyo Sanyo Sanyo Philips  Philips  SGS-Ates Telefunken Thomson-CSF		A211D		~UL1401P ~UL1402P ~UL1403P		K1YC744A, B K1YC744 K174YH8 ~K1YC231  K174YH5	
						TBA790		

## POZOR!

**Nezapomeňte, že se blíží uzávěrka konkursu AR-ČSVTS a přihlašte  
včas své konstrukce do soutěže.  
Podmínky konkursu byly otištěny v AR A2/86 a v AR B2/86.**

Typ	Výrobce	TESLA	RFT NDR	Tungram	Unitra cemi PLR	IPRS RSR	SSSR	BLR
TBA790X	Thomson-CSF				UL1490N, UL1495N	TBA790K TBA790K		
TBA790KC	Thomson-CSF				~UL1496R			
TBA790LA	Thomson-CSF				UL1496K			
TBA790LB	Thomson-CSF				~UL1497R			
TBA790LC	Thomson-CSF				UL1497K			
TBA800	SGS-Ates			TBA800	~UL1498R			
TBA800A	SGS-Ates			TBA800A	UL1498K		K174YH7	
TBA810	SGS-Ates	MBA810	A205D		UL1480P		K174YH7	
TBA810A	SGS-Ates	MBA810A	A210D	TBA810S	UL1481P		K174YH7	
TBA810S	SGS-Ates	MBA810S			ULA6481P <sup>2)</sup>			
TBA810AS	SGS-Ates	MBA810AS	A210E	TBA810AS	UL1481T			
TBA810DS	SGS-Ates	MBA810DS		TBA810DS	ULA6481T <sup>2)</sup>			
TBA810DAS	SGS-Ates	MBA810DAS		TBA810DAS				
TBA820	Thomson			TBA820	UL1482K			
TBA915	Philips	MBA915						
TCA150	Thomson					TCA150T		
TCA940	SGS-Ates				UL1440T		K174YH9	
TDA2003	SGS				UL1413G			
TDA2005	SGS-Ates		A2005V					
TDA2010	SGS-Ates	MDA2010						
TDA2020	SGS-Ates	MDA2020						
TDA2030H	SGS-Ates		A2030H					
TDA2030V	SGS-Ates		A2030V					
TDA4925	SGS-Ates		A2000V					

**PŘEDZESILOVAČE, PŘEHRAVACÍ A NAHRÁVACÍ ZESILOVAČE**

LA3101	Sanyo				UL1321N		K548YH1	
LM318	NS						K538YH1	
LM1818	NS		A1818D					
NE542	Siliconix							
SL891	Plessey						K1YC891	
TBA880	Philips				UL1351N			
TDA1002A	Siemens		A202D					
TDA1054	SGS				UL1354N			
TDA2054	SGS				UL1355N			
WC501G			B331G					

**OBVODY PŘIJÍMAČŮ**

SO42P	Siemens				UL1042N		174ΠC1, Φ174ΠC1	
TBA570	Thomson					TBA570A, C		
TCA440	Siemens		A244D		UL1203N			
TDA1046	Siemens				UL1204N			
TDA1083	Telefunken		A283D					
TDA1190	Fairchild			TDA1190				
TDA1220A	SGS				UL1220N			
TDA1220B	SGS				UL1219N			
μA720	Fairchild			μA720PC				
μA721	Fairchild			μA721PC				

**OBVODY PRO TELEVIZNÍ PŘIJÍMAČE**

TBA920	Philips			TBA920			K174AΦ1	
TBA920S	Philips			TBA920S				
TBA940	Intermetall				UL1261N	TBA940	K174AΦ2	TBA940
TBA940	Intermetall		A250D		UL1261NA <sup>1)</sup>			
TBA950	Intermetall			TBA950	UL1262N	TBA950		TBA950
TBA950	Intermetall				UL1262NA <sup>1)</sup>			
TBA970	Siemens		A270D	TBA970			K174AYΠ1	
TBA990	Mullard			TBA990				
TDA1035	Philips			TDA1035				
TDA1044	Intermetall	MDA1044		TDA1044				
TDA1044F	Intermetall	MDA1044F		TDA1044F				
TDA1170	SGS				UL1265P	TDA1170S	K174ΓЛ1 K174ΓЛ1	TDA1170
TDA1170S	SGS			TDA1170S				
TDA1170SH	SGS			TDA1170SH				
TDA1190				TDA1190				
TDA2530	Siemens			TDA2530			K174AΦ5	
TDA2532	Siemens		A232D					
TDA2591	Siemens							
TDA2593	Philips-Valvo		A255D				K174XA11	
TDA9503				TDA9503				





Typ	Výrobce	TESLA	RFT NDR	Tungsram	Unitra Cemi PLR	IPRS RSR	SSSR	BLR
$\mu$ A726 $\mu$ A733 $\mu$ A796 $\mu$ A3054 2A-30	Fairchild Fairchild Fairchild Fairchild Ferranti			$\mu$ A733PC $\mu$ A796PC		$\beta$ A726  $\beta$ A3054	K516YPI  K1YC222	
TRANZISTOROVÁ POLE								
TPQ2222, TPQ2221, TPQ3724 TPQ3725 Q2T2222			B360D, E, K B380D, E, K B315D, E, K					
ŘÍDÍCÍ OBVODY								
LB8021 SAS560S SAS570S SAS580 SAS590 SAS6600 SAS6700 SN28654N TCA720 TDA1060 TDA2640 U257U U267B UAA170 UAA180	Sanyo Siemens Siemens Siemens Telefunken Telefunken Texas I. Intermetall Philips Mullard Telefunken Telefunken Siemens Siemens		B654D  B260D  A277D	SAS560S SAS570S  SAS6600 SAS6700	UL1121N  UL1958N UL1959N  UL1520L  UL1540L UL1975N UL1976N UL1970N UL1980N			
RŮZNÉ OBVODY								
CI-1 LM555CN LM556CN  MC1524 MEM550 MEM2009 MM452 MX52D  NE561F SAJ110 SAS261 SAS261S4 SN75614 TCA205  TCA205A TCA345A TDB055 TL500CN TL501CN TL502CN TMS6003 2N4042 2N4045	Crystalonics Signetics Signetics  Motorola GI GI NS AM. Microsystem  Signetics ITT Siemens Siemens TI Siemens  Siemens Siemens Thomson-CSF Texas I. Texas I. Texas I. Texas I. Union Carbide	MH2009	B555D B556D    B462G B461G  B305D, B306D A301D, V A302D  C500D C501D C502D	$\mu$ A555PC $\mu$ A556PC, $\mu$ A556PCE <sup>2)</sup>	   UL1811N    UL7855N	K1KT621  ~K1YC731 ~K1K0681 ~K1KT901 ~K1K0682 ~K1KT901, ~K1KT903 K174XA12  K1KT011    K1KT902 K1HT591		

<sup>1)</sup> Odlišné pouzdro

<sup>1)</sup>  $\theta_a = -25$  až  $+85$  °C

<sup>2)</sup>  $\theta_a = -40$  až  $+80$  °C

<sup>3)</sup>  $\theta_a = -40$  až  $+85$  °C

<sup>4)</sup>  $\theta_a = -40$  až  $+100$  °C

<sup>5)</sup>  $\theta_a = -40$  až  $+125$  °C

<sup>10)</sup> V plastovém pouzdru

<sup>11)</sup> Větší  $P_{tot max}$

<sup>21)</sup>  $U_Z = 30$  až  $32$  V

<sup>22)</sup>  $U_Z = 32$  až  $34$  V

<sup>23)</sup>  $U_Z = 33$  až  $36$  V

## INZERCE



Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Naše vojsko, inzertní oddělení (inzerce AR), Vladislavova 26, 113 66 Praha

1. tel. 26 06 51-9, linka 295. Uzávěrka tohoto čísla byla dne 24. 3. 1986, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text inzerátu pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

220 V/2-20 V/8 A (odb. po 2 V) (à 50). Prosvětli. tlačít. (à 7). Přepínač 3 x 12 poloh, proud 3 A (à 60). Kond. lad. vzd. 4 x 100 pF (à 20). J. Vaněk, Příčná 7, 110 00 Praha 1.

### KOUPĚ

Ker. filtr, TDA1028, BF245, B. Chuděj, nám. V. I. Lenina 997/7, 277 11 Neratovice.

### RŮZNÉ

Kdo zhotoví kvalitní tuner pro všechna pásma KV, SV, DV s jejich elektronik. volbou lad. variakyp? A. Vašák, Břez. sady 3, 586 01 Jihlava.

### PRODEJ

Studiový mgf SJ-102 19/38 celostopý (4800). Zajdi M., 110 00 Praha 1, Pařížská 12, tel. 23 15 401.

Trafa: 220 V/10-24 V/9-5 A (a 150), od-  
dávací: 120-220/120-220/300 W (200),